

福井大学審査
学位論文[博士(工学)]

メタ・サーフェス反射板を用いたアンテナの
高性能化に関する研究

平成 27 年 9 月

村上 靖宜

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	1
1.3	本論文の構成	2
第 2 章	メタ・サーフェスの概要とアンテナへの適用	7
2.1	まえがき	7
2.2	メタ・サーフェスについて	7
2.2.1	完全磁気導体特性	7
2.2.2	AMC の反射位相の解析法	9
2.3	FSS を用いて構成する AMC	11
2.3.1	2.3.1 AMC の基本構成	11
2.3.2	FSS(周波数選択板)について	11
2.4	メタ・サーフェスのアンテナへの適用	12
2.4.1	メタ・サーフェス反射板	12
2.4.2	メタ・サーフェスを用いたビーム方向制御	13
2.5	むすび	15
第 3 章	誘電体基板を用いた人工磁気導体の低姿勢設計と帯域特性	18
3.1	まえがき	18
3.2	FSS を用いた AMC の低姿勢設計	19
3.2.1	解析モデル	19
3.2.2	AMC の設計法とフィルタ特性	20
3.2.3	AMC の厚さと PMC 比帯域幅	25
3.3	誘電体基板の比誘電率が AMC の特性へ及ぼす影響	27
3.3.1	誘電体基板を用いた AMC の低姿勢設計	27
3.3.2	誘電体基板を用いた AMC の比帯域幅	30
3.4	むすび	33
第 4 章	損失性誘電体基板を用いた人工磁気導体の設計法と特性	35
4.1	まえがき	35
4.2	損失性誘電体基板を用いた AMC の構成	35

4.3	損失の影響による AMC の設計限界	37
4.3.1	損失が AMC の PMC 特性に及ぼす影響	37
4.3.2	損失が AMC の反射特性に及ぼす影響	40
4.3.3	AMC の設計周波数と誘電体の比誘電率に よる誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の変化	41
4.4	むすび	45
第 5 章	人工磁気導体反射板付ダイポールアンテナの反射板の最適構成	47
5.1	まえがき	47
5.2	AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成	48
5.3	AMC 反射板のユニットセルの配置範囲がアンテナ特性に及ぼす影響	49
5.3.1	ユニットセルの正方配置における影響	49
5.3.2	ユニットセルの長方形配置における影響	51
5.3.3	AMC 反射板の地板上の電流分布	55
5.4	ユニットセルの構造がアンテナ特性に及ぼす影響	56
5.5	AMC 反射板の厚さがアンテナ特性に及ぼす影響	58
5.6	AMC 反射板とアンテナとの距離がアンテナ特性に及ぼす影響	61
5.7	むすび	62
第 6 章	人工磁気導体反射板を用いた板状ダイポールアンテナの特性改善	65
6.1	まえがき	65
6.2	AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの基本構成	65
6.2.1	AMC 反射板付き帯域アンテナの構成における問題点	65
6.2.2	AMC 反射板付帯域アンテナの解析モデル	66
6.2.3	板状ダイポールアンテナの特性と 人工磁気導体反射板の構成	67
6.3	AMC 反射板の構成がアンテナ特性に及ぼす影響	67
6.3.1	AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの 反射板の反射位相特性	67
6.3.2	AMC のユニットセルの配置範囲と反射特性が 指向性利得に及ぼす影響	69
6.3.3	AMC の反射位相が帯域特性に及ぼす影響	70
6.3.4	異なるアンテナ幅における最適 AMC 反射板の構成	73
6.4	近似式を用いた AMC 反射板付板状ダイポールアンテナのインピーダンス特性	75
6.4.1	解析モデルと近似式	75
6.4.2	アンテナ幅とアンテナ間距離が特性に及ぼす影響	78

6.5	むすび	81
第 7 章	メタ・サーフェス反射板付ダイポールアンテナのビーム方向制御	83
7.1	まえがき	83
7.2	メタ・サーフェス反射板を用いたアンテナの特性	83
7.2.1	ビーム制御と高利得化のため	
	メタ・サーフェスの配置と構成	83
7.2.2	メタ・サーフェスを配置したダイポールアンテナの	
	基本特性	84
7.3	ビーム方向制御に適したメタ・サーフェス反射板付アンテナ	86
7.3.1	メタ・サーフェス反射板の構成	86
7.3.2	メタ・サーフェス反射板付アンテナの反射板の構成と	
	放射指向性の関係	89
7.4	波源を考慮したメタ・サーフェス反射板の設計と特性	92
7.4.1	波源を考慮した設計法	92
7.4.2	各条件における反射板付アンテナの放射指向性	95
7.4.3	各ユニットでの反射位相を考慮した	
	メタ・サーフェス反射板の設計	97
7.5	むすび	99
第 8 章	結論	101
	謝辞	104
	研究業績	105

第 1 章 序論

1.1 研究の背景

自然界に存在する物質では実現できない特性を，人工的に実現した表面をメタ・サーフェスと呼ぶ．そのメタ・サーフェスは 1968 年に旧ソビエト連邦の物理学者 V.G.Veselago が提唱した誘電率 ϵ ，透磁率 μ が同時に負の値であるメタマテリアルの一種である[1]．メタマテリアルおよびメタ・サーフェスの特性として，負の屈折率などがあるが，特に表面における特性の一つとして完全磁気導体特性(PMC: Perfect Magnetic Conductor)がある．自然界に存在する PEC(Perfect Electric Conductor)では，平面波を入射した際の反射波の反射位相は 180° である．一方で，PMC 特性とは平面波に対して表面での反射位相 0° の特性のことである．メタ・サーフェスは，PMC 特性をある特定の周波数帯に限り実現でき，実現したメタ・サーフェスを人工磁気導体(AMC; Artificial Magnetic Conductor)と呼ぶ[2][3][4]．また，メタ・サーフェスの反射位相は周波数特性を有しており，反射位相 0° 以外も実現できることが明らかになっている[5][6]．その反射位相特性を利用してメタ・サーフェスを用いたリフレクトアレーアンテナや平面反射鏡などの設計なども行われている[7][8][9]．

アンテナ設計の普遍的な課題として，小型化や薄型化が上げられる．さらに，スマートフォンの普及による通信容量の爆発的な増加に伴いアンテナの特性の高性能化も必要とされている[10]．これらの要求に対して，従来ある媒質を利用したアンテナ単体での設計および構成では，自然界に存在する特性の影響で実現が困難なものが存在する．その一例として，反射板付アンテナの反射板とアンテナ間距離がある．この距離は $1/4$ 波長とすることにより，反射波と直接波の同相が実現でき高利得なアンテナが設計できるが， $1/4$ 波長以下にすると特性が劣化する[11][12][13]．そのため反射板付アンテナの薄型化は困難であった．しかし，自然界にない特性を有するメタ・サーフェスを反射板として利用することによりアンテナの厚さをより $1/4$ 波長薄く設計できる低姿勢化を実現できる．これらの自然界にない特性をもつメタ・サーフェスを組み合わせたアンテナ設計をすることにより，従来実現出来ない構成を実現できるため研究が盛んに行われている[14][15][16]．

1.2 研究の目的

1.1 で述べたように、メタ・サーフェスを用いたアンテナ設計では、従来のアンテナ単体において実現できないアンテナ特性と構成することができる。そのためメタ・サーフェスを用いたアンテナの研究は盛んに行われている[17][18]。メタ・サーフェスのアンテナに対する使用方法として、結合抑制のための適用や偏波変換および円偏波放射のための適用と様々行われている[19][20][21]。本論文では、メタ・サーフェスをアンテナの反射板として適用する。メタ・サーフェス反射板付アンテナに関する研究は多くあるが、反射板自体の最適設計とその特性についてなど明らかにされておらず、さらに反射板付アンテナの構成において多くの構成パラメータが固定されており、各パラメータが特性に及ぼす影響や最適な構成も明確ではない。

また、本論文ではメタ・サーフェスは地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)および誘電体基板を用いて構成する。この構造は PMC 特性をもつ構造で良く用いられるマッシュルーム構造と異なりビア(金属ピン)をもたない簡易な構造であり、誘電体基板上に金属をプリントすることにより製作できるため製造コストを低くすることができる。ここで FSS とは特定の周波数で透過または反射する特性を示す表面である。FSS は波長に対して十分短い金属素子を周期的に並べて構成できる[22][23]。その周期的に並ぶ金属素子をユニットセルと呼ぶ。FSS を用いたメタ・サーフェスの特性は使用するユニットセルのフィルタ特性に依存する[24][25]。ユニットセルの形状とフィルタ特性の関係性からメタ・サーフェスの設計法は明らかになっているが、誘電体基盤の影響を考慮した設計法は明らかになっていない。

以上の課題をもとに本論文では、AMC 反射板付アンテナの最適設計を行う。また、地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)および誘電体基板を用いて構成する AMC の誘電体基板の比誘電率が特性に及ぼす影響を明らかにする。

1.3 本論文の構成

本論文は図 1.1 に示すように全 8 章で構成される。

第 1 章では本研究の背景と目的および概要を述べている。

第 2 章では現在明らかにされているメタ・サーフェスの特性とアンテナに対する適用について説明している。

次に第 3 章と第 4 章では、反射板として利用される人工磁気導体反射板自体の設計法および低姿勢化について明らかにしている。アンテナ全体の厚さを低姿勢に設計するた

めには, AMC 反射板自体を $1/4$ 波長より低姿勢に設計する必要がある.

まず, 第 3 章では誘電体基板の影響を考慮した AMC の設計法を明らかにし, 誘電体基板の比誘電率を変化させた場合の低姿勢効果と帯域特性へ及ぼす影響を明らかにする. また, AMC が比誘電率の波長短縮分より大きい低姿勢化ができることを示している.

第 4 章では, 誘電体基板の損失が AMC の特性に及ぼす影響について述べている. 損失性誘電体による AMC の設計限界と特性変化を明らかにしている.

第 5 章から第 7 章までは, メタ・サーフェス反射板を用いたアンテナの高利得化と帯域特性の改善およびビーム方向制御について述べている. 基本アンテナであるダイポールアンテナを用いた場合とより広帯域な特性をもつ板状ダイポールアンテナについて検討している.

第 5 章では, AMC 反射板付ダイポールアンテナの最適構成について明らかにしており, ユニットセルの配置範囲を最適にすることにより高利得化が可能であることを示している. さらに AMC の厚さ, ユニットの形状などの構成パラメータがアンテナ特性に及ぼす影響も明らかにしている.

第 6 章では, アンテナをダイポールアンテナに対してより広帯域特性を有する板状ダイポールアンテナを用いた場合の解析を行っている. さらに AMC 反射板の反射位相を調節することによって帯域特性を改善できることを示している.

第 7 章では, メタ・サーフェス反射板を用いたビーム方向制御アンテナの構成について明らかにしている. 通常のリフレクトアレーに比べ狭い開口面積でかつ近接したアンテナ配置である構成でのビーム方向制御を実現している. さらに, メタ・サーフェス反射板の相対位相を調節することにより, サイドローブの低減が出来ることを示している.

最後に第 10 章では, 本研究を総括して, まとめとする.

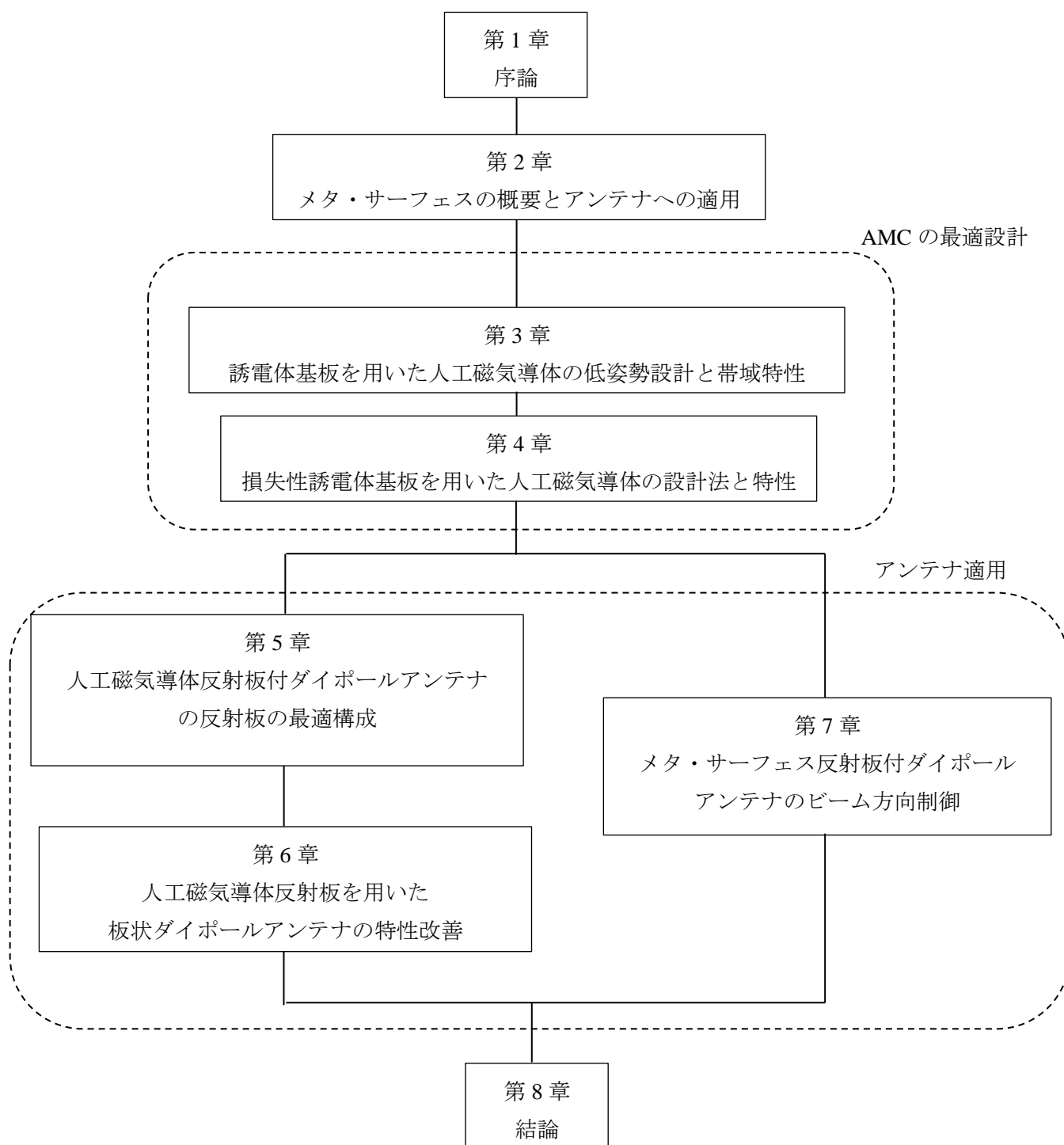


図 1.1 本論文の構成

文献

- [1] V.G.Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," Soviet Physics Uspekhi, vol.10, no.4, pp.509-514, Jan.-Feb.1968.
- [2] 石原照也 監修, "メタマテリアル-最新技術と応用," シーエムシー出版, 2007.
- [3] F.Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications", IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.51, no.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.
- [4] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, "Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas", IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.53, no.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [5] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [6] G.V.Eleftheriades, O.Siddiqui, and A.K.Lyer, "Transmission line models for negativerefractive index media and associated implementation without excess resonators," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. , vol.13, no.2, pp.51-53, Feb. 2003.
- [7] J. Huang and J.A. Enciar, "Reflectarray antennas," Wiley, New Jersey, 2007
- [8] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 佐々木秀輔, 牧野 滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田 哲夫, 高橋 徹, "衛星放送受信用リフレクトアレーアンテナ," 信学論 (B), vol.95-B No.9 pp.1114-1123, 2012
- [9] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, and S. Uebayashi, "Novel Broadband Planar Reflectarray with Parasitic Dipoles for Wireless Communication Application," IEEE antennas and propagation Letters, vol.8, pp.881-885, Aug. 2009.
- [10] 総務省. "我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計・試算," 総務省総合通信基盤局・電気通信事業部 データ通信課 http://www.soumu.go.jp/main_content/000211328.pdf
- [11] 遠藤幸男, 三池田一郎, "有限反射板を考慮した反射板つきアンテナの水平指向性," 一般社団法人映像情報メディア学会, テレビジョン, vol.20(10), pp.693-698, 1966
- [12] 大場勇治郎, 河合紀雄, "帯状反射板をもつアンテナの指向性," 応用物理学会, 応用物理, vol.24(8), pp.313-318, Apr. 1955.
- [13] 檀上靖之, 苅込正敏, "反射板付きダイポールアンテナの周波数帯域幅," 1996 信学ソ大, B-70, Sept. 1996.
- [14] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector," IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.57, no.5, pp.1309-1318, May 2009.

- [15] 小柳智之, 山本 学, 野島俊雄, “EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ,” 信学論 (B), vol. J94-B, No.9, pp. 1133-1145, Sept. 2011.
- [16] 升田康晴, 山田亜希子, 井上和弘, 桧垣 誠, 田邊正宏, “EBG 基板上の広帯域ダイポールアンテナの放射に関する検討,” 信学技報, A・P2010-185, Feb. 2010.
- [17] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, "Radiation Properties of Rectangular Microstrip Antenna Located by EBG Structure", Proc. ISAP2007, Niigata, Japan, Aug. 2007.
- [18] H. N. Liu, H. L. Su, K. H. Lin, C. Y. Wu, C. L. Tang, S. H. Yeh, "Design of antenna radome composed of metamaterials for high gain", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 19-22, Jul., 2006.
- [19] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Mutual Coupling Reduction Effects of EBG Structure Located on Cylindrical Surface”, IEEE AP-S2010, Toronto, Canada, 402.8, July 2010.
- [20] 中村輝久, 福迫 武, “長方形 AG 構造を用いた広帯域円偏波パッチアンテナの一検討,” 信学技報, A・P2009-160, Jan. 2010.
- [21] 神谷実咲, 久世竜司, 堀 俊和, 藤元美俊 “偏波変換機能を有するパッチ型メタ・サーフェス,” 信学技報, A・P2014-39, May 2014.
- [22] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces – Theory and Design.” New York: Wiley, 2000.
- [23] T. K. Wu, “Frequency Selective Surface and Grid Array.” New York: Wiley, 1995.
- [24] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Equivalent PMC Structure of Frequency Selective Surface with Ground Plane”, Proc. ISAP2008, Taipei, Taiwan, Oct. 2008.
- [25] X. Tang, Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Bandwidth Characteristics of Loop-slot AMC with Dielectric Layer”, Proc. ISAP2009, Bangkok, Thailand, Oct. 2009.

第2章 メタ・サーフェスの概要と アンテナへの適用

2.1 まえがき

自然界に存在する物質では実現できない特性を，人工的に実現した表面をメタ・サーフェスと呼ぶ．そのメタ・サーフェスは 1968 年に旧ソビエト連邦の物理学者 V.G.Veselago が提唱した誘電率 ϵ ，透磁率 μ が同時に負の値であるメタマテリアルの一種である[1][2]．メタマテリアルの特性として，負の屈折率などがあるが，特に表面における特性の一つとして完全磁気導体特性(PMC : Perfect Magnetic Conductor)がある．自然界に存在する PEC(Perfect Electric Conductor)では，平面波を入射した際の反射位相は 180° である．

一方で，PMC 特性は PEC で実現できない平面波に対して表面での反射位相 0° の特性のことである．メタ・サーフェスは PMC 特性をある特定の周波数帯に限り実現でき，実現したメタ・サーフェスを人工磁気導体(AMC; Artificial Magnetic Conductor)と呼ぶ[3][4]．また，メタ・サーフェスの反射位相は周波数特性をもち反射位相 0° 以外も実現できることが明らかになっている[5][6]．その特性を利用してリフレクトアレーアンテナや平面反射鏡などの設計なども行われている[7][8][9]．

このメタ・サーフェスの構成法として地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)および誘電体基板を用いて構成する方法がある．本章では，メタ・サーフェスの概要とアンテナへの適用について述べる．

2.2 メタ・サーフェスについて

2.2.1 完全磁気導体特性

PMC 特性を実現した人工磁気導体(AMC)は，平面波に対してある特定の周波数帯反射位相 0° を実現する．本節では，AMC の動作について述べる．

自然界に存在する完全電気導体(PEC)表面の境界条件は，ある電界の接線成分がゼロとなる．これに対し，完全磁気導体表面では，磁界の接線成分がゼロとなり，電界の接線成分はゼロとならない．そのため通常の金属では各電界成分に対して，図 2.1(a)に示すように表面を境界として対象の位置に逆向きのイメージ電界が生じる．このイメージ電界による打消しにより電界の接線成分がゼロとなる．一方で，PMC では図 2.1(b)に示す磁界成分の接線成分がゼロとなる磁界が生じるため同じ向きのイメージ電界が生じ

る．このイメージ電界が反射波の波源となる．そのため，通常の金属表面では電磁波は逆位相で反射されるが，PMC 表面は同位相で反射される．図 2.2 に示すように PEC に真上から水平方向の電界をもつ平面波を入射させた場合， 180° 位相が回転して反射されるのに対し，PMC は位相回転を生じることなく反射することが出来る．

また，PMC 表面では電界の接線成分が強制的にゼロにはならないので，アンテナの特性を損なうことなく，アンテナの特性が周囲の環境に依存しないための遮蔽板としても利用できる．さらにこの利点をアンテナに適用した場合に得られる効果を以下に 3 つ示す[10][11][12]．

- (1) アンテナの小形化・低姿勢化
- (2) アンテナの放射指向性制御
- (3) アンテナ周囲の影響低減

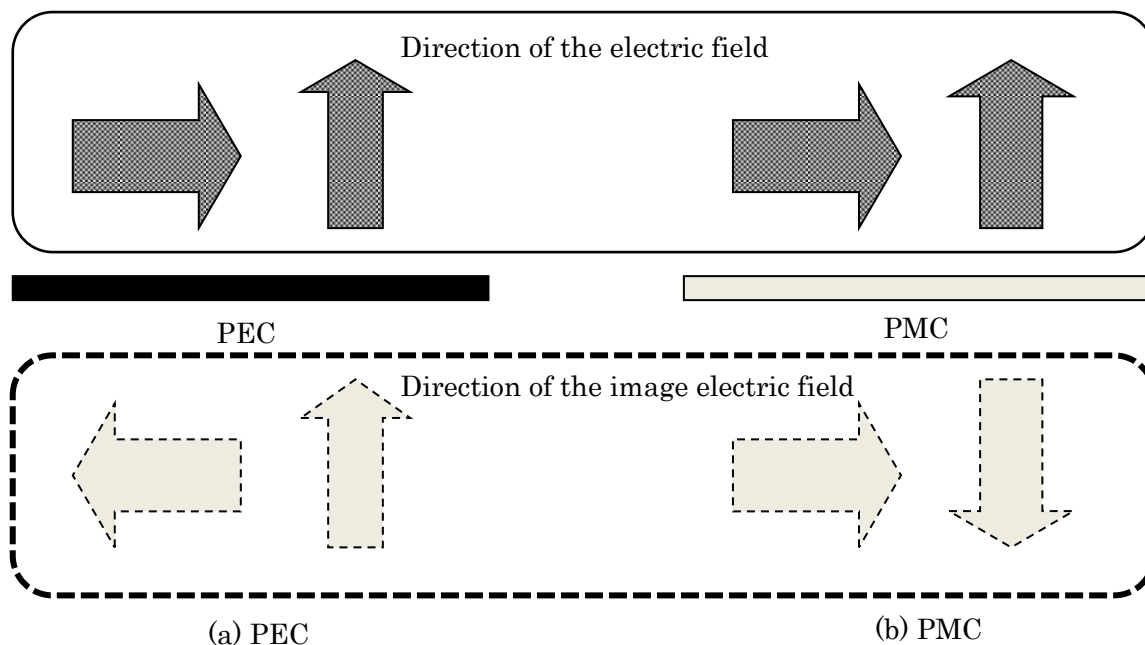


図 2.1 電磁波の反射位相

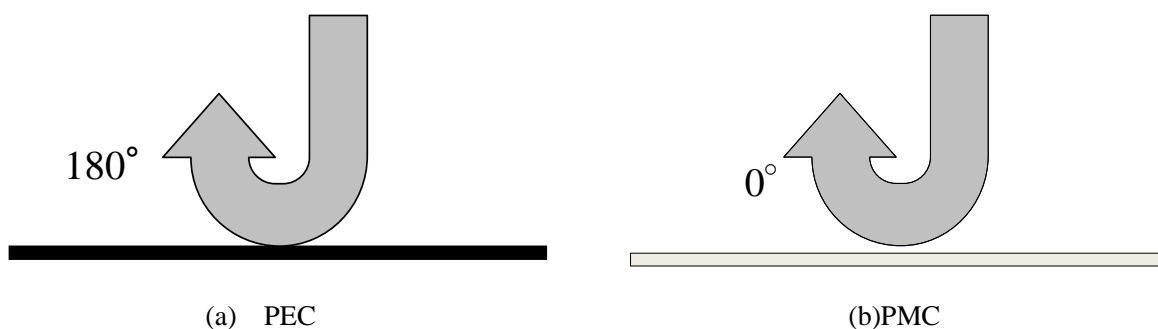


図 2.2 電磁波の反射位相

2.2.2 AMC の反射位相の解析法

AMC の PMC 特性を解析するためには, AMC に平面波を入射して, AMC 表面で反射して戻ってくる反射波の位相を解析する方法がある. 解析の一例として地板とパッチ型の FSS を用いて構成する AMC を使用する.

ここで FSS とは, FSS とは特定の周波数で透過または反射する特性を示す表面である. FSS は波長に対して十分短い金属素子を周期的に並べて構成できる[13][14].

図 2.3 に AMC の構造と解析モデルを示す. 図 2.3(a)および(b)は, それぞれ AMC の構造パラメータおよび解析空間を示す. FSS は周期的に並べて構成されており, 無限に配置されている状況を解析する. 図 2.3(a)に示すように AMC のユニットセルの周期長, 素子辺長および地板とパッチ間の距離それぞれ 40mm, 34mm および 11.25mm とする. 図 2.3(b)に示すように直方体の解析空間 AMC のユニットセルを配置する. さらに xz 平面と yz 平面を周期境界条件(PBC : Periodic Boundary Condition)として用いることによって, xy 方向に無限に AMC 素子を配列したモデルについて解析することができる. この AMC の解析モデルに平面波を垂直方向($-z$ 方向)へ入射し, 観測点での波の位相を計算する. また観測点は AMC 素子からの散乱波の影響が出ないように, AMC 素子からある程度距離を離れた位置に配置する. また, 解析には FDTD 法(Finite Difference Time Domain Method)[15][16]を使用する.

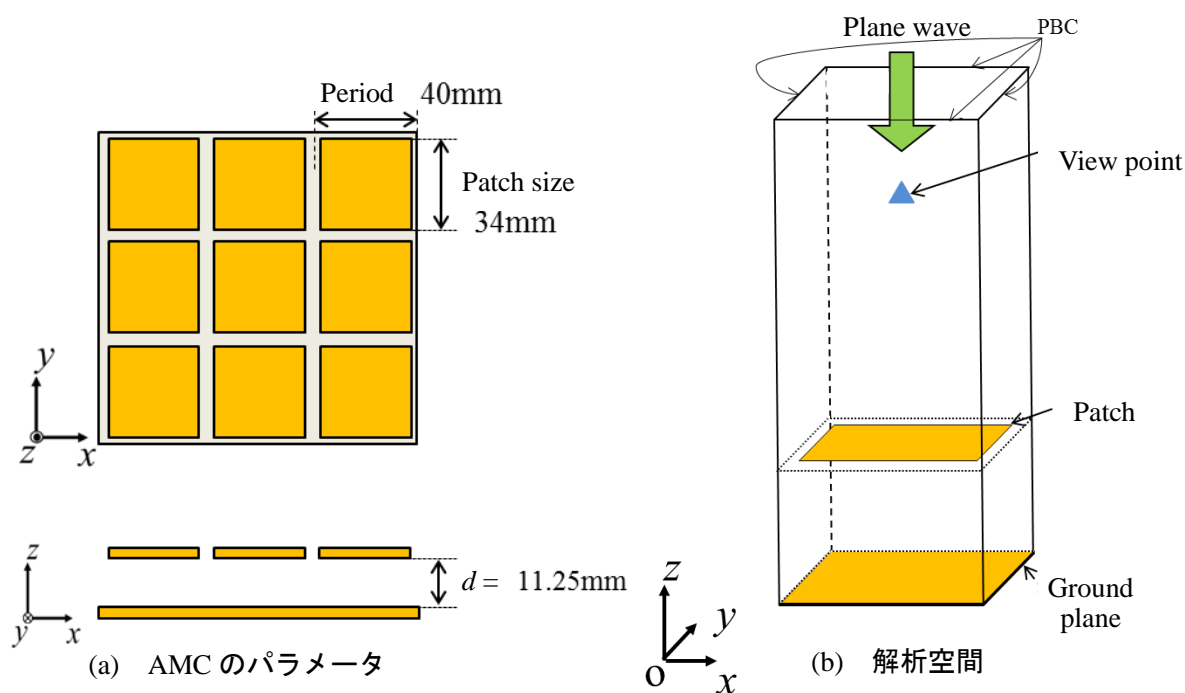


図 2.3 AMC の解析モデル

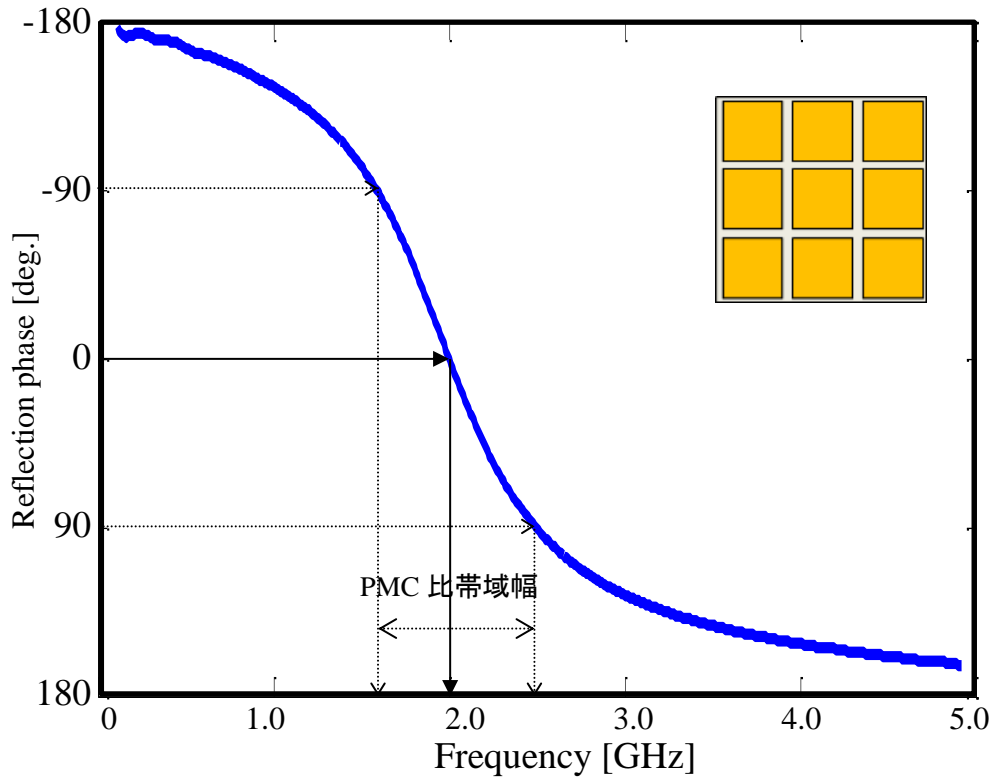


図 2.4 AMC の反射位相の周波数特性の一例

図 2.4 に図 2.3 に示したモデルの解析結果を示す．図 2.4 の横軸と縦軸はそれぞれ、周波数と反射波の反射位相である．図 2.4 より周波数 2.0GHz で反射位相は 0° を示していることから、解析した AMC は、周波数 2.0GHz で PMC 特性をもつことがわかる．さらに反射位相は周波数により異なり、AMC の反射位相は周波数特性を有することがわかる．これは前述したように、PMC 特性に限られた周波数でしか実現できていないことを示している．

ここで、図 2.4 に点線で示した反射位相が $-90^\circ \sim 90^\circ$ の範囲内の周波数帯域を PMC 帯域と呼ぶ．通常 PEC は反射位相が 180° であるため、この周波数帯域はより PMC 特性に近い特性と考えられる．また式(2.1)に示すように、PMC 帯域を AMC の動作周波数(図 2.4 においては 2.0GHz)で規格化した値を PMC 比帯域幅と呼び、AMC の特性を評価する指標として用いることとする．

$$\text{PMC 比帯域幅}[\%] = \frac{\text{PMC 帯域幅}}{\text{PMC 特性を示す周波数}} \times 100 \quad (2.1)$$

2.3 FSS を用いて構成する AMC

2.3.1 AMC の基本構成

本研究で扱う AMC は地板，誘電体基板，FSS を用いて構成される．この AMC 構成は図 2.5 に示すように，FSS と地板の間に誘電体基板を配置して構成するものである．ここで FSS とは，特定の周波数帯の電磁波を阻止もしくは通過する特性をもつ表面のことで，一般的に金属素子を周期的に配置して構成されるものである．構成で使用される FSS はパッチ型，ループ型などがある．

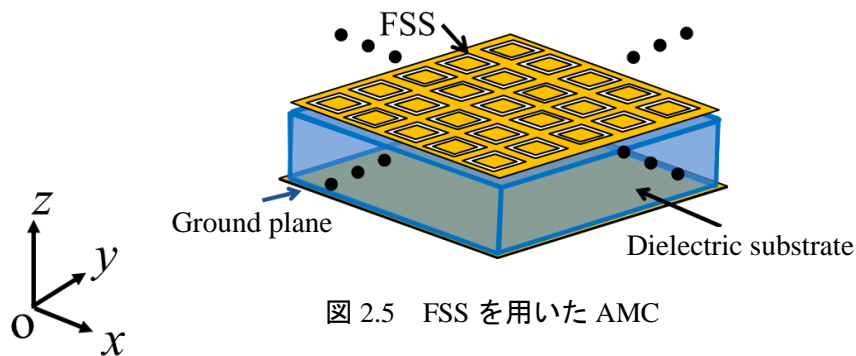
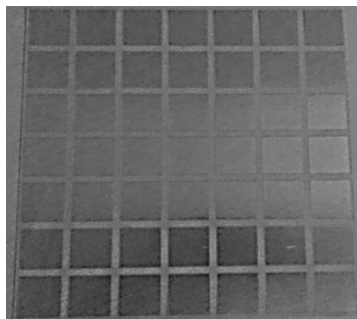


図 2.5 FSS を用いた AMC

2.3.2 FSS(周波数選択板)について

1960 年半ばから，Benn.A.Munk らによって FSS の理論と特性について研究され始めた．そして数十年間，金属素子または間隔などで構成される FSS はアンテナ設計，電磁波通信，電磁波環境において注目されてきた[14][15]．

FSS はフィルタとして使用され，帯域通過，帯域阻止，ハイパス(高周波帯域通過)，ローパス(低周波帯域通過)フィルタと 4 つのフィルタ特性に大別することができる．それぞれのフィルタ特性を得るためには，FSS 表面の素子形状が重要である．また FSS はある素子形状を周期的に並べた構造であり，その素子形状について多くの提案がされている．図 2.6 に FSS の構造例を示す．図 2.6 より単一素子が周期的に配置されていることがわかる．図 2.6(a)は最も簡単な構造で，正方形の金属パッチを一定の間隔をあけて配置したものである．この FSS はローパスフィルタ特性をもつ．一方図 2.6(b)は，Y 字型金属ループで構成されている．この FSS は帯域阻止フィルタ特性をもつ．



(a) パッチ型 FSS



(b) Y 字型ループ FSS

図 2.6 FSS の一例

2.4 メタ・サーフェスのアンテナへの適用

2.4.1 メタ・サーフェス反射板

2.2 で述べたような特性を有するメタ・サーフェスをアンテナの反射板として用いることで、低姿勢アンテナを設計することが出来る．ここで低姿勢アンテナとは、アンテナの厚さが動作周波数の波長の $1/10$ 以下である極薄アンテナのことを意味する．

一般のアンテナにおいてアンテナの特性を向上させるために、放射素子だけではなく反射板としての地板を組み合わせて動作させる場合がある．この構成でアンテナの高い放射効率や利得さらにアンテナの整合をとるには、アンテナと地板間の距離を $\lambda/4$ にする必要がある．これはアンテナからの放射と反射板から反射して戻ってくる放射の位相を同位相にする必要があるためである．図 2.7 にアンテナからの直接波と反射波の関係を示す．また、 λ はアンテナの動作周波数の波長を示す．図中の経路①において $\lambda/4$ の距離であるため 90° 位相回転して地板まで伝搬する．次に経路②において地板は完全電気導体であるため 180° 位相回転して電波を反射する．そして経路③において距離が $\lambda/4$ であるため経路①と同様に 90° 位相回転してアンテナまで伝搬する．この経路①～③の位相回転の合計が 360° となるためアンテナからの放射と同位相となり、互いに強め合う．

$\lambda/4$ 以下の厚さの場合、直接波と反射波の同相の関係が崩れるため指向性利得は低下する．さらに、地板で生じるイメージ電流の影響により結合も大きくなり整合をとることが困難になる．つまり、通常アンテナと地板間の距離は $\lambda/4$ より狭くすることはできない．

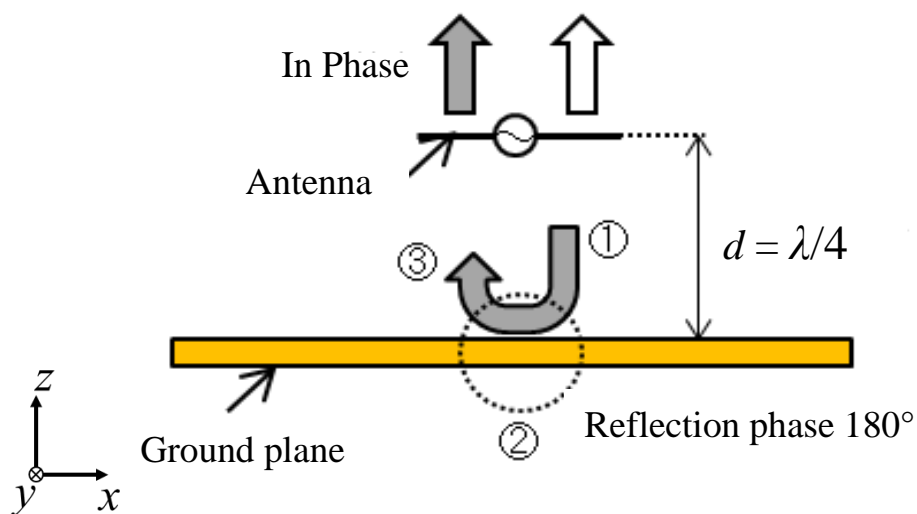


図 2.7 地板を組み合わせたアンテナ

そこで、先にも述べたように地板の代わりに AMC を反射板として用いることでアンテナを薄く設計することができる．図 2.8 に示すように、アンテナと AMC の PMC 特性を示す周波数を同じ周波数に設計することで、直接アンテナから放射される波と AMC からの反射波の位相が同位相とすることができる．AMC 表面上で反射位相が 0° なるため理論的には、AMC とアンテナ間の距離は必要としない．しかし、配置が困難になることやお互いに結合するため AMC から少し離れた位置にアンテナを配置する構造が一般的である．そのため、AMC 事態を波長に比べて十分に薄く設計することによって、アンテナと組み合わせた場合であっても $\lambda/4$ より薄くアンテナを設計することが可能である[17][18]．

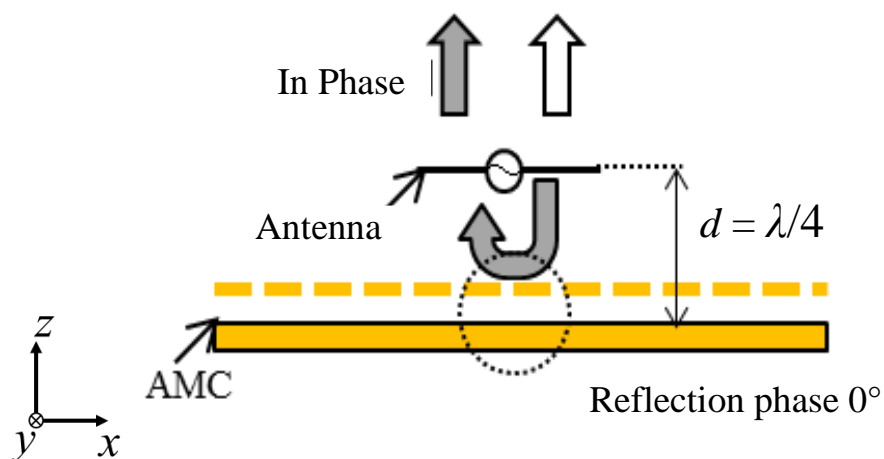


図 2.8 AMC を用いたアンテナの低姿勢化

2.4.2 メタ・サーフェスを用いたビーム方向制御

2.2 で示した反射波の反射位相を制御できる特性を利用して、ビーム方向制御を行うことができる。ビーム方向制御とは、任意の方向に反射波などを反射させる技術のことである。

メタ・サーフェスの反射位相は図 2.9 に示すようにパッチの大きさにより反射位相を制御することができる。ここで、図 2.9 の解析結果は各大きさのパッチを無限に配置した場合の解析結果である。

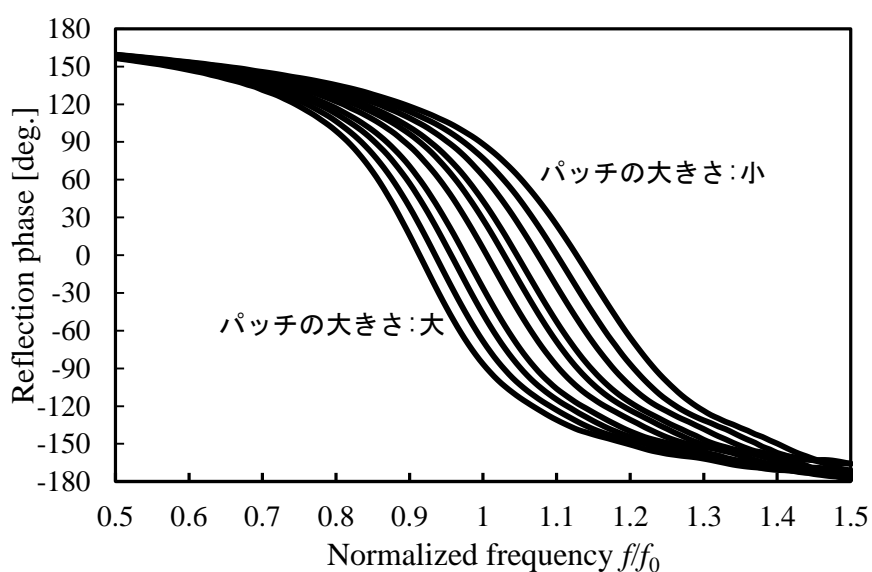


図 2.9 メタ・サーフェスの反射位相

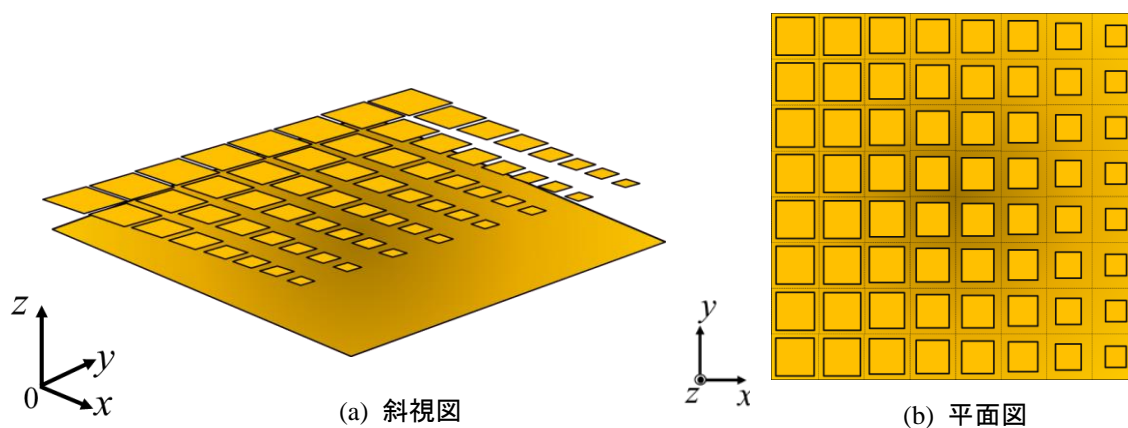


図 2.10 ビーム方向制御可能なメタ・サーフェス

通常の金属反射板では電波を鏡面反射するため反射方向が限られてしまう．一方で，メタ・サーフェスおよびリフレクトアレーを応用してビーム方向制御が可能である．メタ・サーフェスを図 2.10 に示すように大きさを変化させて配列することによりビーム方向の制御が可能であることが明らかになっている[8][9]．

図 2.11 にビーム方向制御の動作について示す．図 2.11 に示すように各ユニットセルで位相差をもつため位相がそろった面を傾けることができる．このビーム方向制御を利用して，不感地帯の改善や平面反射鏡の実現ができる．

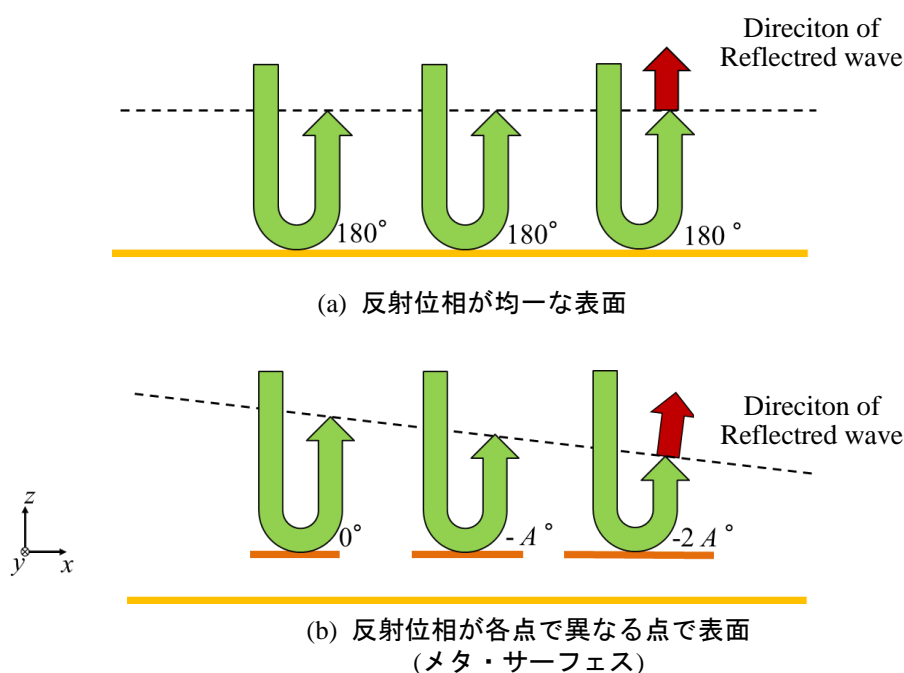


図 2.11 パッチの位相差を利用したビーム方向制御

2.5 むすび

本章では，メタ・サーフェスの概要について説明し，さらにメタ・サーフェスの持つ特性の一つである PMC 特性および反射特性について説明した．また，PMC 特性を実現した AMC の構造の例とその解析法，解析結果について述べ，メタ・サーフェスの動作について示した．

これまでに述べた特性をアンテナに適用した場合の低姿勢効果，ビーム方向制御について述べた．本論文では，低姿勢設計が可能な AMC 反射板付アンテナおよび，ビーム方向制御可能なメタ・サーフェス反射板付アンテナに注目し高性能のアンテナ実現と，AMC 自体の低姿勢設計について明らかにしていく．

文献

- [1] V.G.Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," Soviet Physics Uspekhi, vol.10, no.4, pp.509-514, Jan.-Feb.1968.
- [2] 石原照也 監修, "メタマテリアル-最新技術と応用," シーエムシー出版, 2007.
- [3] F.Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications", IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.51, no.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.
- [4] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, "Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas," IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.53, no.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [5] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [6] G.V.Eleftheriades, O.Siddiqui, and A.K.Lyer, "Transmission line models for negativerefractive index media and associated implementation without excess resonators," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. , vol.13, no.2, pp.51-53, Feb. 2003.
- [7] J. Huang and J.A. Enciar, "Reflectarray antennas," Wiley, New Jersey, 2007
- [8] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 佐々木秀輔, 牧野 滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田 哲夫, 高橋 徹, "衛星放送受信用リフレクトアレーアンテナ," 信学論 (B), vol.95-B No.9 pp.1114-1123, Sept. 2012
- [9] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, and S. Uebayashi, "Novel Broadband Planar Reflectarray with Parasitic Dipoles for Wireless Communication Application," IEEE antennas and propagation Letters, vol.8, pp.881-885, Sept.2009.
- [10] 浅野陽一, 山内潤治, 中野久松, "有限 EBG 反射板上のストリップ逆 F アンテナの 2 素子アレイ," 2005 信学ソ大, B-1-71, Sept. 2005.
- [11] 軍地毅則, 山内潤治, 中野久松, "EBG 反射板上の 4 線式スパイラルアンテナ 第 2 報," 2005 信学ソ大, B-1-93, Sept. 2005.
- [12] 谷口太郎, 山内潤治, 中野久松, "EBG 表面上の逆 L 形アンテナ," 2004 信学ソ大, B-1-75, Sept. 2004.
- [13] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces – Theory and Design," New York: Wiley, 2000.
- [14] R. Mittra, C. C. Chan, and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces: A review," IEEE Proc., vol. 76, pp. 1593-1615, Dec. 1988.
- [15] 宇野 亨, "FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析," pp.199-200, コロナ社, 1998.
- [16] EEM 株式会社, 「EEM-FDM 理論説明書」

- [17] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho “Design of AMC by Using Loop-slot/Loop Type FSS,” Proc. of ISAP2009, WE1.3, Bangkok, Thailand, Oct. 2009.
- [18] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Design of wideband AMC by Using Square Loop Slot Type FSS,” IEEE AP-S2009, Charleston, USA, June 2009.

第 3 章 誘電体基板を用いた人工磁気導体の低姿勢設計と帯域特性

3.1 まえがき

自然界に存在する物質では実現できない特性を，人工的に実現した物質をメタマテリアルと呼ぶ[1][2]．そのメタマテリアルの一つである人工磁気導体(AMC; Artificial Magnetic Conductor)は，特定の周波数帯域で反射位相 0° かつ反射係数が 1 である完全磁気導体(PMC; Perfect Magnetic Conductor)特性を実現した人工媒質である．この AMC がもつ PMC 特性を利用して，反射板付アンテナを $1/4$ 波長より薄く設計できる低姿勢化を実現でき，アンテナの高利得化が可能であることが明らかにされている[3][4][5]．そのため AMC に関する研究が盛んに行われている．AMC の構成法の一つとして，地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)を用いて構成する方法がある．ここで FSS とは金属ユニットセルを狭い間隔で配置し，特定の周波数帯域で電磁波を反射もしくは透過するという特性を持つ表面のことである[6][7]．FSS を用いた AMC は，PMC 特性を実現する構造でよく使用されるマッシュルーム構造[3]と異なりビア(金属ピン)をもたない簡易な構造であり，誘電体基板上に金属をプリントすることにより製作できるため製造コストを低くすることができる．FSS を用いた AMC の基本設計とその特性については，既に明らかにされている[8][9]．

地板と FSS の間を真空として構成した AMC の設計法および特性はすでに明らかにされている．また，誘電体を用いた AMC の構成についても検討されている．しかし，誘電体基板に着目し比誘電率が AMC の設計と特性に及ぼす影響については十分に明らかにされていない．AMC を設計する場合，シリコンやエポキシ樹脂などの誘電体基板を用いた構成が考えられるため，異なる媒質での影響を明らかにする必要がある．本論文では，誘電体基板を用いた AMC の設計を行う．比誘電率が異なる誘電体を用いた場合における，AMC の低姿勢設計と PMC の帯域特性に及ぼす影響を明らかにする．

3.2 FSS を用いた AMC の低姿勢設計

3.2.1 解析モデル

3.1 で述べたように, 本章での AMC は FSS と地板, 誘電体基板を用いて構成される. 図 3.1 に, FSS と地板の間に比誘電率 ϵ_r の誘電体基板を配置する AMC を示す. 誘電体基板の厚さ d を適切に設定することにより, 特定の周波数帯域で PMC 特性をもつ AMC を設計することができる. また, PMC 特性を示す周波数は, ユニットセルの構造と AMC の厚さに依存する. 図 3.2(a)と図 3.2(b)は, それぞれ AMC で使用する FSS のユニットセルの形状と FSS である. FSS のユニットセルとして, 図 3.2(a)に示すようにループスロット型, ループ型 FSS を用いる. 図 3.2(a)の色がついている部分は, 金属(PEC; Perfect Electric Conductor)を表し, ループスロット型とループ型 FSS は金属と真空部分を反転させた補対の関係である. 図 3.2(b)は, FSS ユニットセルを x 軸と y 軸方向に無限に配置したものである. ループスロット型 FSS(図 3.2(b)(i)), ループ型 FSS(図 3.2(b)(ii))は, それぞれ帯域通過フィルタ特性, 帯域阻止フィルタ特性をもつ. 本章では, 比誘電率 $\epsilon_r=1.0$ (真空)におけるループスロット型 FSS が帯域通過フィルタ特性を示す周波数を f_{BP} , ループ型 FSS が帯域阻止フィルタ特性を示す周波数を f_{BR} とする. また, 解析には FDTD 法(EEM-FDM)を使用し, 無限構造の解析を行うために周期境界を用いた.

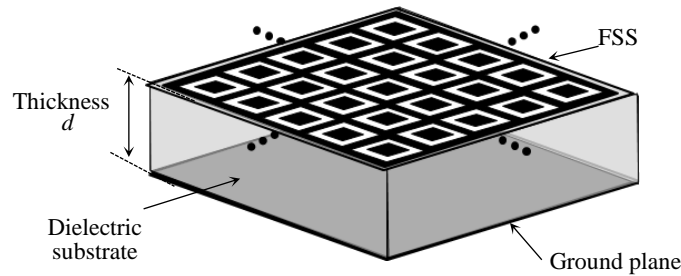


図 3.1 AMC の構造

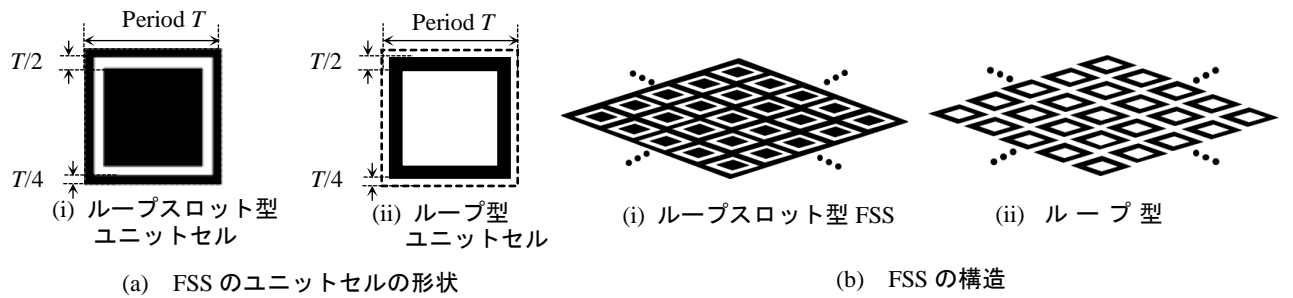


図 3.2 AMC の構成で利用する FSS

3.2.2 AMC の設計法と FSS フィルタ特性

AMC の設計には、誘電体の影響を考慮した反射波の合成電界[8]に基づく設計法を用いる．図 3.3 に反射波の合成電界を用いた設計法のイメージ図を示す．反射波を経路ごとに分割し各波の合成を考える．図 3.3 の $n=0, 1$ および 2 は、それぞれ FSS 表面での反射波，地板で 1 度反射する波および 2 度反射する波である．さらにそれぞれの反射波の電界は、式(3.1)、(3.2)および(3.3)で表すことができる．

$$E_0 = |R_{11}|e^{j\phi_{11}} \quad (3.1)$$

$$E_1 = |T_{21}||T_{12}|e^{j(\phi_{21}+\phi_{12}+2\phi_\varepsilon+\phi_{ref})} \quad (3.2)$$

$$E_2 = |T_{21}||T_{12}||R_{22}|e^{j(\phi_{21}+\phi_{12}+\phi_{22}+4\phi_\varepsilon+2\phi_{ref})} \quad (3.3)$$

ここで $|R_{11}|$ 、 $|T_{21}|$ 、 $|R_{22}|$ 及び $|T_{12}|$ はそれぞれ真空中における反射する波，真空中から FSS を透過して誘電体基板に入る波，誘電体基板側における FSS 表面で反射する波および誘電体基板から FSS を透過して真空中に戻る波の電界の振幅値の絶対値である．また ϕ_{11} 、 ϕ_{21} 、 ϕ_{22} および ϕ_{12} はそれぞれ $|R_{11}|$ 、 $|T_{21}|$ 、 $|R_{22}|$ 及び $|T_{12}|$ に対応した位相回転の角度である．伝搬による位相回転を示す ϕ_ε は $2\pi d/\lambda_0\sqrt{\varepsilon_r}$ であり，地板の反射による位相回転を示す ϕ_{ref} は π である．誘電体がなく，真空の場合は $|T_{21}|=|T_{12}|$ かつ $|R_{11}|=|R_{22}|$ である．式(3.2)と(3.3)より， $n \geq 1$ において，反射波の合成電界は地板での反射 ϕ_{ref} と誘電体基板の伝搬 ϕ_ε ，誘電体基板側での FSS の反射で振幅 $|R_{22}|$ と位相回転 ϕ_{22} の一定の比で表すことができる．その公比 r を式(3.4)で示す．

$$r = |R_{22}|e^{j(\phi_{22}+2\phi_\varepsilon+\phi_{ref})} \quad (3.4)$$

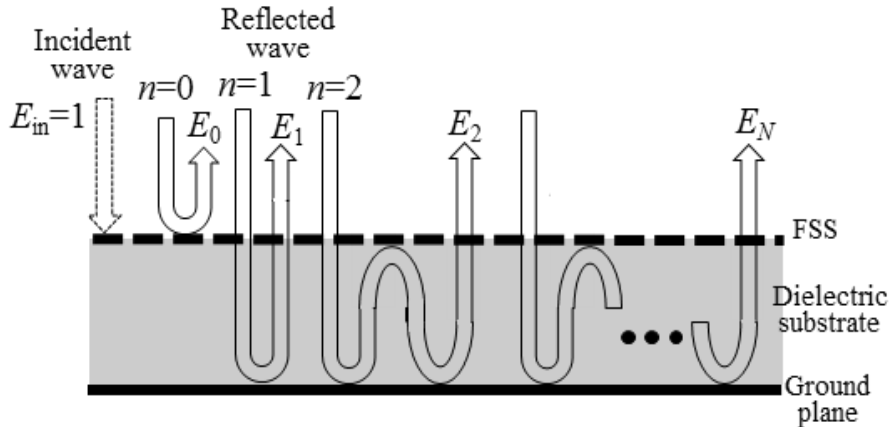


図 3.3 AMC の経路毎に分割した反射波

したがって、合成電界 E_{total} は公比 r と $n=0$ の反射波の電界を用いて式(3.5)で表すことができる。

$$\begin{aligned} E_{total} &= E_0 + \sum_{n=1}^N E_n \\ &= E_0 + \frac{E_1(1-r^N)}{1-r} \end{aligned} \quad (3.5)$$

式(3.5)において合成電界 E_{total} の実部と虚数部はそれぞれ、反射波の振幅と反射位相を表しており、合成電界の虚数部が 0 の場合、PMC 特性をもつことを示している。そのため式(3.6)の条件を満たすように設計する必要がある。

$$Im(E_{total}) = 0 \quad \text{かつ} \quad Re(E_{total}) > 0 \quad (3.6)$$

式(3.5)と (3.6)を用いて誘電体基板と FSS を用いた AMC を設計することが出来る。反射波の合成電界の式を解くうえで、FSS のフィルタ特性である $|R_{11}|$ 、 $|T_{21}|$ 、 $|R_{22}|$ 及び $|T_{12}|$ を電磁界解析で導出する必要がある。反射波の合成電界式を用いた設計に必要である FSS のフィルタ特性を図 3.4 に示す。図 3.4(a)と(b)はそれぞれ、ループスロット型の反射成分およびループ型の透過成分の振幅特性の一例である。図 3.4 は比誘電率 $\epsilon_r=1.0$ と $\epsilon_r=4.0$ の場合の解析結果である。 $\epsilon_r=1.0$ の場合は $T_{21}=T_{12}$ かつ $R_{11}=R_{22}$ である。図 3.4 より、フィルタ特性を示す動作周波数が比誘電率により変化することがわかる。図 3.4 において $\epsilon_r=4.0$ の場合は $T_{21} \neq T_{12}$ かつ $R_{11} \neq R_{22}$ である。これは、それぞれの観測点は真空中と誘電体基板内の違う媒質上に配置されているためである。

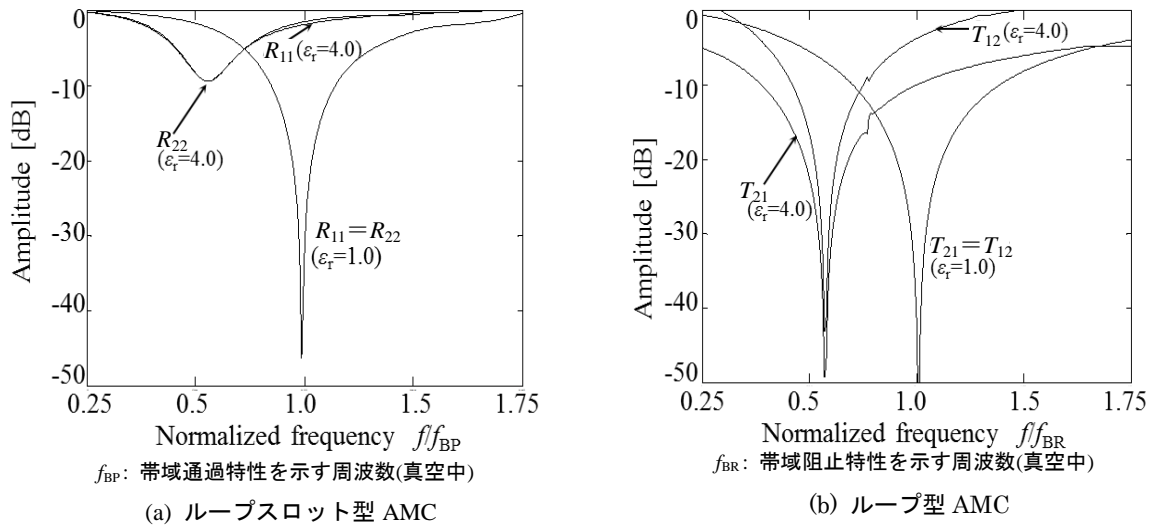


図 3.4 各 FSS のフィルタ特性

$\epsilon_r=4.0$ の誘電体を用いた場合のループスロット型とループ型 FSS の動作周波数は共に真空の場合に比べて 0.67 倍である．この周波数シフトは誘電体の比誘電率の短縮分の影響 $1/\sqrt{\epsilon_r} = 0.5$ ($\epsilon_r=4.0$) の値とは異なることがわかる．これは，誘電体は FSS を含む全領域ではなく，FSS に対して片方の面にだけ配置されているためである．FSS を含む全空間に誘電体を配置した場合は，動作周波数のずれは，比誘電率の短縮分の $1/\sqrt{\epsilon_r}$ である．そのため，本構成における誘電体によるフィルタ特性の変化が AMC の設計へ影響すると考えられる．

次に反射波の合成電界を用いて AMC を設計するためには反射波の各経路における各散乱係数を解析するモデルについて説明する．図 3.5 に各散乱係数を得るための解析モデルを示す．図 3.5(a), (b)および(c)はそれぞれ解析する FSS 素子の形状， R_{11} と T_{21} の成分を得るための解析モデルおよび R_{22} と T_{12} の成分を得るための解析モデルである．また，図 3.5(b)と(c)の解析空間の上面と下面を PML(Perfectly Matched Layers)とする．この PML は解析空間と境界面の媒質が同じである場合，波は反射せずに吸収される層のことである．そして，観測点はそれぞれ FSS を挟んで区切られる空間の中心に配置する．

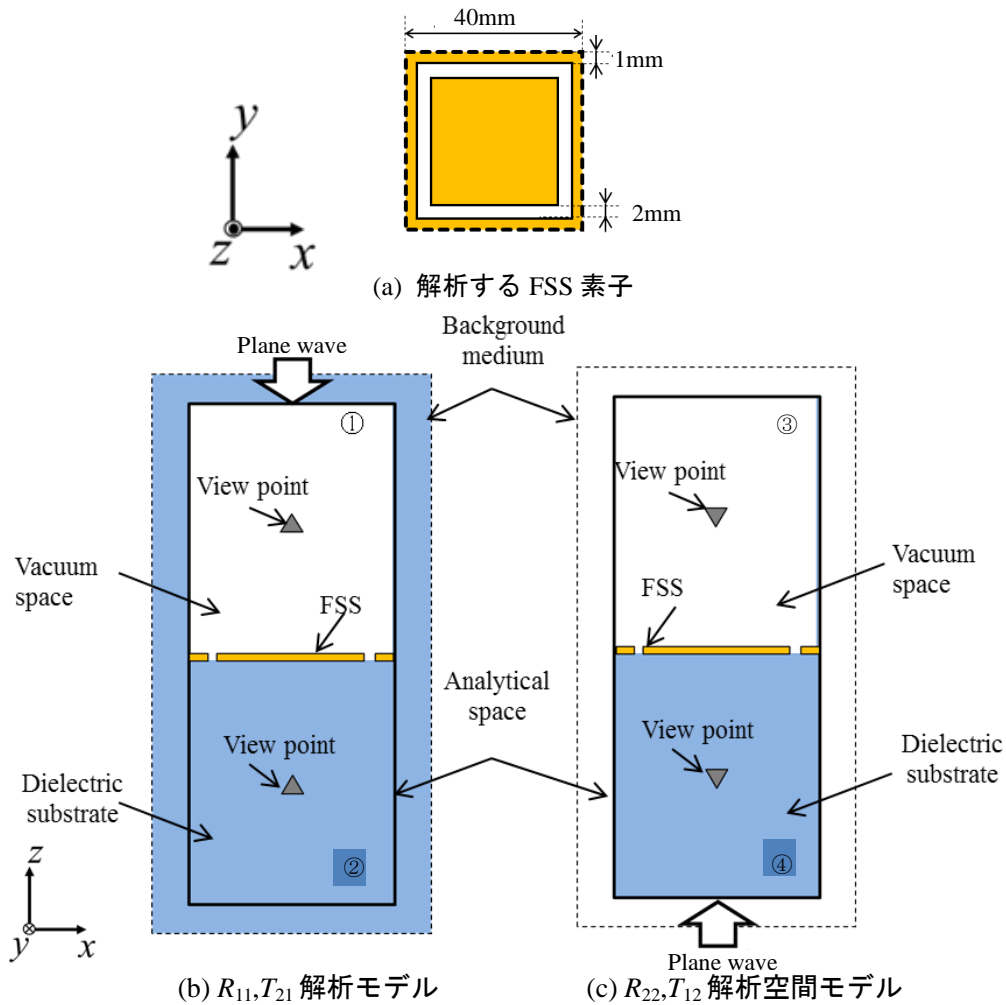


図 3.5 反射波の散乱係数を得るための解析モデル

図 3.5(b)は解析空間の背景媒質を誘電体基板と同じ比誘電率にすることによって、FSS を挟んだ上の空間①では解析空間と背景媒質との境界面で反射が生じる．一方で、空間②の境界面では背景媒質と同じ比誘電率であるため反射がない．そのため、FSS の真空側での反射する R_{11} と、真空空間から FSS を透過し誘電体基板に入る T_{21} の散乱係数を観測することができる．

図 3.5(c)の解析空間モデル平面波の入射位置と向きは異なるが、図 3.5(b)と同様に考えることができ空間③の解析空間と背景媒質との境界では反射はなく、空間④の境界でのみ反射が生じる．そのため、FSS の誘電体基板側での反射する R_{22} と誘電体基板から FSS を透過し真空空間に入る T_{12} の散乱係数を観測することができる．

図 3.6 に図 3.5 のモデルの解析結果の一例を示す．解析条件として誘電体の比誘電率 ϵ_r は 2.0 である．設計のため各比誘電率においてモデルを設計し解析を行う．

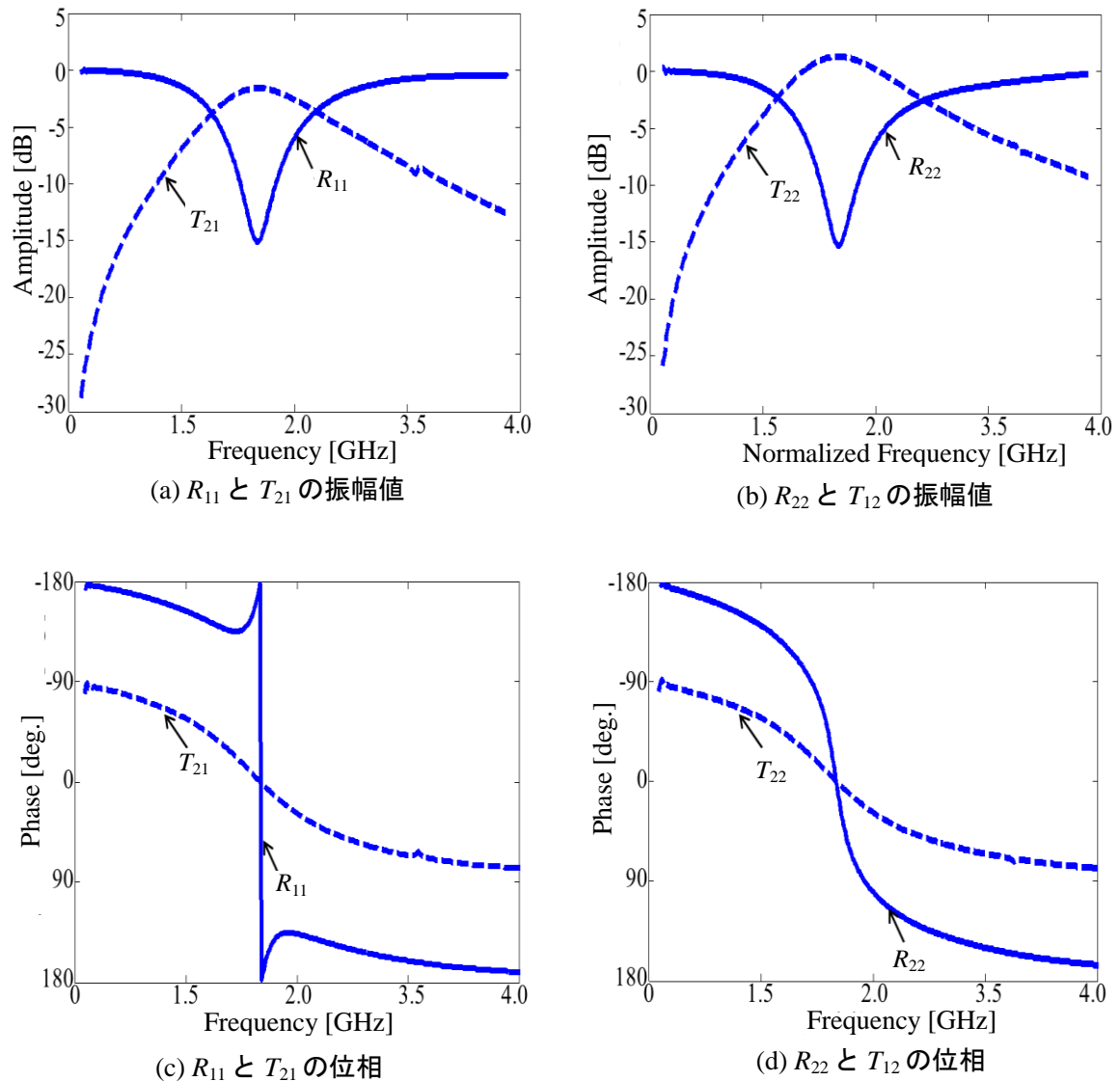


図 3.6 伝搬する波の各成分の解析結果

図 3.7 にループスロット型 FSS のフィルタ特性(図 3.4(a))を用いて、反射波の合成電界の AMC の厚さによる変化を示す。図 3.7 の横軸と縦軸はそれぞれ、合成電界の実数部と虚数部である。図 3.7 は E_0 を始点とし、足し合される合成電界の推移を示した図である。また、誘電体基板の誘電体の比誘電率は 4.0、設計周波数は f_{BP} であり、 λ_e は誘電体基板内の波長である。図 3.7 より、AMC の厚さにより反射波の合成電界 E_{total} の収束する値が異なることがわかる。また、厚さ $0.073\lambda_e$ の場合に合成電界 E_{total} は条件式(3.6)を満たす。つまり、ループスロット型 FSS を用いて周波数 f_{BP} で PMC 特性を実現させる場合、AMC の厚さ d を $0.073\lambda_e$ で設計すれば良い。それ以外の厚さの場合、周波数 f_{BP} で PMC 特性を示さない。以降、特定の周波数で PMC をもつ最適な AMC の厚さを d_{opt} と呼ぶ。また AMC を設計する場合、AMC の厚さと FSS のフィルタ特性が重要な要素であることがわかる。

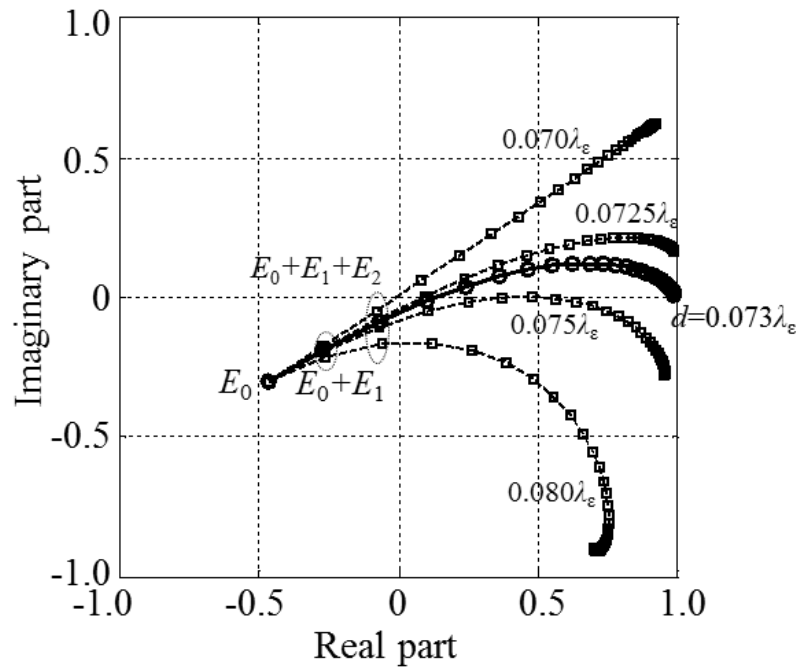
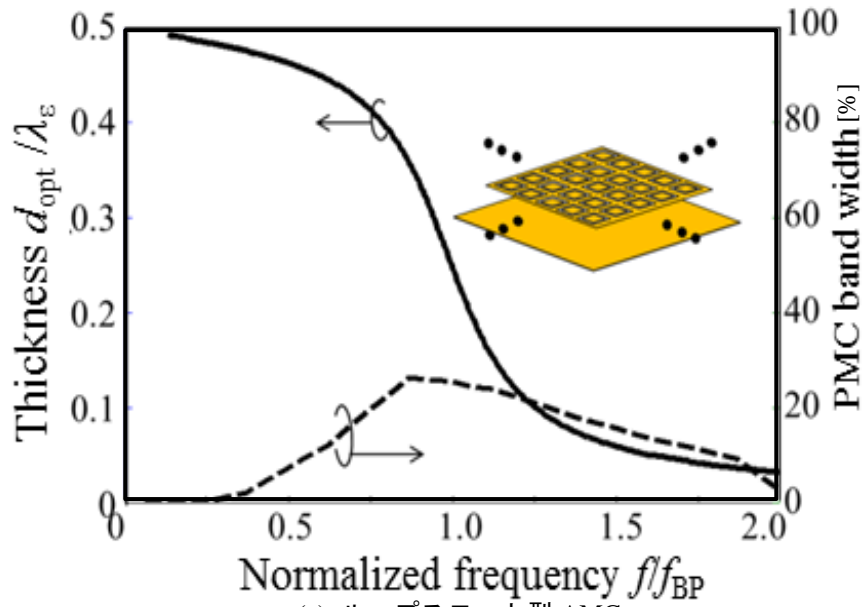


図 3.7 合成電界の推移

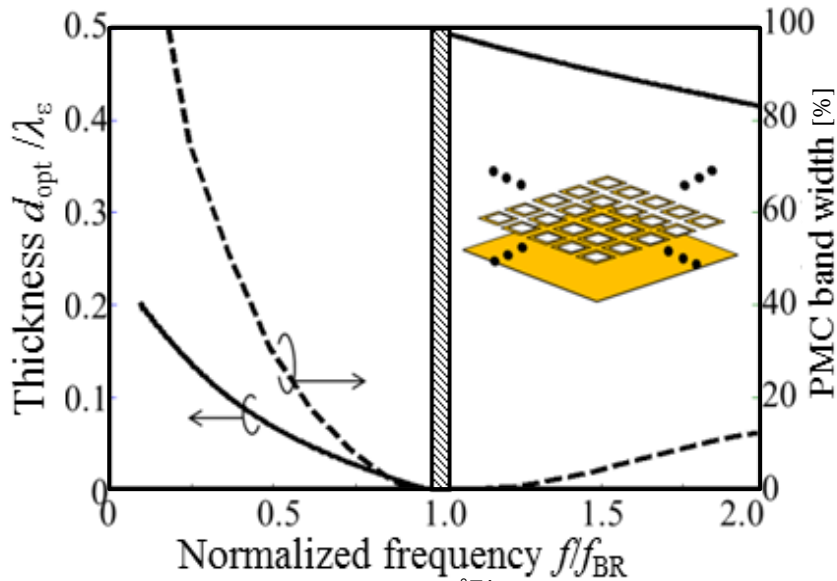
3.2.3 AMC の厚さと PMC 比帯域幅

AMC をアンテナに適用する場合, 厚さを $1/4$ 波長より薄く AMC を設計することにより, アンテナの構造全体を薄く設計できる.

本節では, 3.2.1 節で示した FSS と 3.2.2 節の設計法を用いて設計した AMC の PMC 特性をもつ厚さ d_{opt} と PMC 比帯域幅との関係を示す. ここで AMC 表面において電磁波の反射位相が $\pm 90^\circ$ の範囲内となる周波数帯域幅を PMC 帯域幅とする. この PMC 帯域幅と帯域の中心周波数の比を PMC 比帯域幅と呼び, AMC の評価関数の一つとして用いる.



(a) ループスロット型 AMC



(b) ループ型 AMC

図 3.8 FSS を用いた AMC の低姿勢設計と帯域特性

図 3.8(a)および図 3.8(b)は、それぞれループスロット型およびループ型 AMC の各設計周波数における最適な厚さ d_{opt} と PMC 比帯域幅を示す。図 3.8(a), 図 3.8(b)の横軸はそれぞれ周波数 f_{BP} , f_{BR} で規格化した設計周波数である。左縦軸の最適な厚さ d_{opt} は、誘電体基板内の波長 λ_e で規格化している。実線は PMC 特性をもつ最適な厚さ d_{opt} , 破線は PMC 比帯域幅(右縦軸)を示す。

図 3.8(b)の斜線領域は、AMC を設計できない周波数帯域である。これはループ型 FSS の帯域阻止フィルタ特性により、AMC において地板まで電磁波が透過しないため存在する周波数帯域である。また、図 3.8 は、誘電体基板の誘電体の比誘電率 $\epsilon_r=1.0$ (真空)の場合の解析結果である。図 3.8 より、最適な厚さ d_{opt} は、設計周波数に依存することがわかる。図 3.8(a)より、設計周波数が f_{BP} より高い場合は、最適な厚さ d_{opt} は $1/4$ 波長より小さく AMC を低姿勢に設計できる。次に図 3.8(b)より、ループ型 AMC はループスロット型 AMC とは傾向が異なり、設計周波数が f_{BR} より低い場合は、AMC を低姿勢に設計できることがわかる。つまり、ループスロット型 AMC は、ループスロット型 FSS が帯域通過フィルタ特性を示す周波数 f_{BP} より高い周波数で設計することが望ましいといえる。

AMC を低姿勢化できる原因は、ループスロット型 FSS は周波数 f_{BP} から外れた周波数で設計することによる効果であると考えられる。周波数 f_{BP} においてループスロット型 FSS において共振が起こるため通過位相は 0° であり、高周波側で通過位相はより大きくなり 0° に対して進み位相となる。そのため 3.2.2 節の式(3.2)と(3.3)における位相回転 ϕ_{21} と ϕ_{12} が大きくなり、伝搬経路(AMC の厚さ)での位相回転 ϕ_e を小さくできる。つまり、AMC の厚さを薄くすることができ低姿勢化を実現できる。

一方で、ループ型 FSS を用いた場合は、ループ型 FSS が帯域阻止フィルタ特性を示す周波数 f_{BR} より低い周波数で設計することが望ましい。ループ型 FSS はループスロット型 FSS の裏返しの関係であり、周波数 f_{BR} において反共振が起こる。そのため周波数 f_{BR} における通過位相は 180° であり、全反射する。ループスロット型 FSS とは逆で低い周波数で設計することにより、FSS での位相回転の大きくし低姿勢化を実現している。

また、図 3.8 より最適な厚さと同様に PMC 比帯域幅も設計周波数に依存することがわかる。図 3.8(a)より、ループスロット型 AMC は PMC 比帯域幅にピーク値が存在することがわかる。設計周波数 $1.0f_{\text{BP}}$ 付近においてピーク値をもち、最大の PMC 比帯域幅は約 25%である。ピーク値以外での設計周波数帯域では PMC 比帯域幅は緩やかに狭くなることわかる。これは周波数 f_{BP} において FSS 表面は電磁波に対してすべて通過し、電氣的にないものとして見るためピークを持つと考えられる。また、周波数 f_{BP} から外れた周波数で設計することにより、FSS 表面が負荷として働くため PMC 比帯域幅が狭くなる。

一方で、図 3.8(b)よりループ型 AMC において、設計周波数が低い場合は比帯域幅が広いことがわかる。設計周波数が高くなると急激に PMC 比帯域幅が狭くなる。特に帯域阻止フィルタ特性を示す周波数域の付近では、PMC 比帯域は非常に狭い。ループ型 AMC において設計周波数が低い場合は、低周波側でも帯域を確保できるため、PMC 比帯域幅は広くなる。厚さが薄い場合は、AMC の厚さによる位相回転の小さくなり、FSS の周波数特性の影響を受けやすくなるため PMC 比帯域幅は狭くなると考えられる。図 3.8(a)、図 3.8(b)より AMC を低姿勢に設計する場合、PMC 比帯域幅が狭いため、低姿勢化と PMC 比帯域幅はトレードオフの関係にあるといえる。

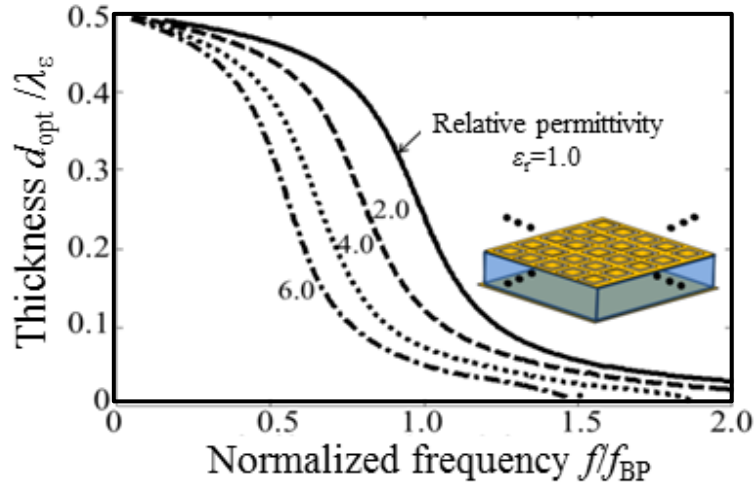
3.3 誘電体基板の比誘電率が AMC の特性へ及ぼす影響

3.3.1 誘電体基板を用いた AMC の低姿勢設計

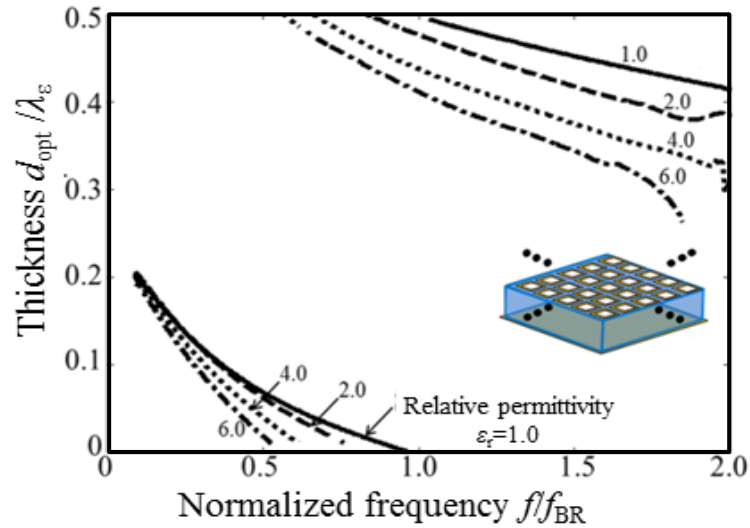
前節では、比誘電率が 1.0(真空)の場合の解析結果から、低姿勢化の原因と PMC 比帯域幅の関係を示した。本節では、誘電体基板の比誘電率を変化させた場合の解析を行う。

図 3.9 に誘電体の比誘電率が、AMC の低姿勢化に及ぼす影響を示す。図 3.9(a)および図 3.9(b)は、それぞれループスロット型およびループ型 AMC の解析結果である。図 3.9 の最適な厚さ d_{opt} はそれぞれの誘電体基板内の誘電体の比誘電率による波長で規格化されている。そのため、誘電体基板の低姿勢設計の効果が、比誘電率による波長短縮分 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ の場合、図 3.9 の最適な厚さを示す全ての線は基板の比誘電率に関係なく重なることになる。

図 3.9(a)と(b)では、最適な厚さを示す線は重ならず、誘電体の比誘電率により AMC の低姿勢効果が異なることがわかる。つまり誘電体基板を用いた AMC の場合、比誘電率による波長短縮分 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ より低姿勢化の効果が大きい。これは、各 FSS の動作周波数が誘電体の比誘電率の影響に変化することと AMC を動作周波数から外れた周波数で設計することが要因であると考えられる。3.2 の図 3.4 で示した様に FSS は真空と誘電体の境界に配置され、フィルタの動作周波数は誘電体を用いない場合に対して、低周波側への周波数シフトが起きる。しかし、周波数シフトは誘電体の比誘電率の短縮分の影響 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ の値とは異なる。誘電体の影響で、FSS の動作周波数が低周波側にシフトすることにより、ある設計周波数において動作周波数からより外れた設計となる。そのため FSS フィルタでの位相回転がより大きくなり低姿勢化ができる。さらに FSS の周波数特性は、誘電体の影響により動作帯域が狭帯域になる。誘電体の比誘電率が大きいほどより狭帯域のフィルタ特性になる。そのため比誘電率の異なる誘電体を用いた場合、各設計周波数は比誘電率が大きいほどフィルタ特性の狭帯域化の影響で、等価的により動作周波数からより外れた周波数に見える。そのため、動作周波数以外でのフィルタ特



(a) ループスロット型 AMC



(b) ループ型 AMC

図 3.9 誘電体の比誘電率による AMC の低姿勢設計

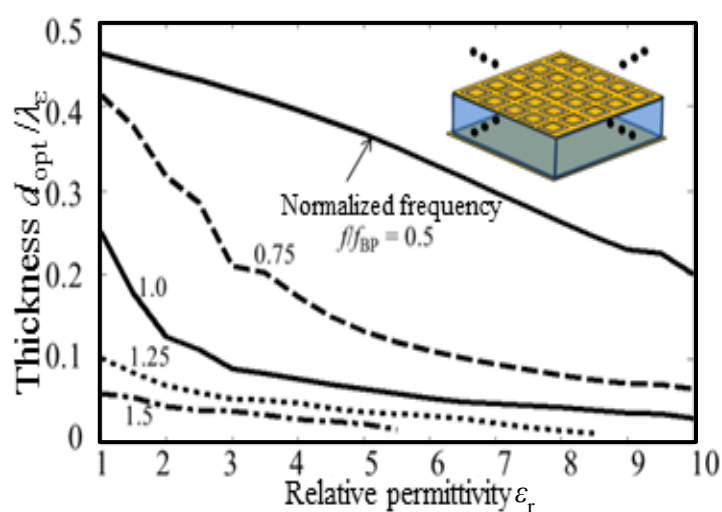
性の変化も低姿勢化に寄与する．よって，比誘電率による波長短縮分 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ より低姿勢化の効果が得られると考えられる．一方で，ループスロット型の場合は高い設計周波数で，ループ型の場合は低い設計周波数で低姿勢に設計できる傾向は誘電体を用いた場合でも真空の場合に対して変化しないことがわかる．

次に図 3.10 に，誘電体基板を用いた AMC の PMC 特性をもつ最適な厚さ d_{opt} と誘電体の比誘電率との関係を示す．図 3.10(a)および図 3.10(b)は，それぞれループスロット型およびループ型 AMC の解析結果である．また図 3.10 のパラメータは， f_{BP} または f_{BR} で規格化した AMC の設計周波数である．図 3.10 において，縦軸は誘電体基板内の波長で規格化した PMC 特性をもつ最適な厚さである．そのため，波長短縮分 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ の低姿勢効果しかない場合は，図 3.10 において最適な厚さを示す線は，傾きをもたない線と

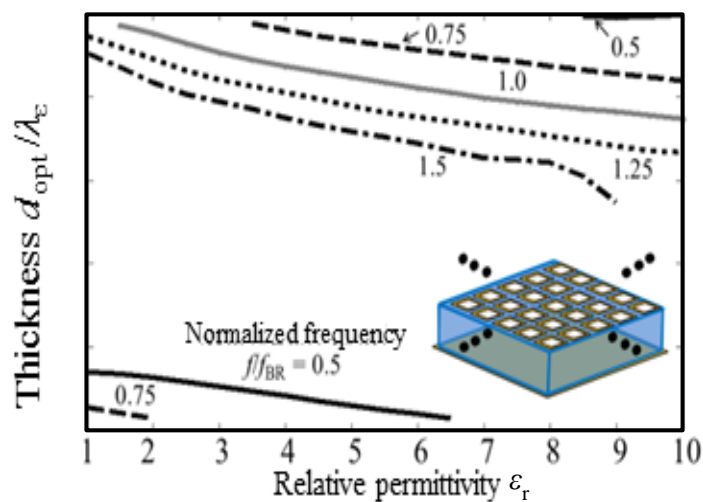
なる．図 3.10 より，ループスロット型，ループ型 AMC とともに誘電体の比誘電率と設計周波数を適切に設定することにより，AMC を $1/4$ 波長より低姿勢に設計できることがわかる．また，いずれの設計周波数においても，PMC 特性をもつ最適な厚さを示す線が右下がりであり波長短縮分 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ より大きい低姿勢効果がある．

図 3.10(a)よりループスロット型 AMC は，誘電体の比誘電率の大きい場合， f_{BP} より低い設計周波数 $0.75f_{BP}$ の場合においても，低姿勢に設計できる．

一方で，図 3.10(b)よりループ型 AMC は，設計周波数 $0.75f_{BR}$ と $0.5f_{BR}$ がかつ，誘電体の比誘電率がそれぞれ 2.0 と 6.5 以下の場合のみ AMC を低姿勢に設計できる．すなわち，限られた設計周波数と比誘電率においてのみ AMC の低姿勢設計が可能である．



(a) ループスロット型 AMC



(b) ループ型 AMC

図 3.10 誘電体の比誘電率が AMC の低姿勢設計に及ぼす影響

これは、誘電体の影響によりループ型 FSS の帯域阻止を示す周波数が低くなり、AMC の低姿勢に設計できるループ型 FSS の動作周波数より低い周波数域が狭くなるためである。また誘電体基板を用いた場合、ループスロット型 AMC の方が各比誘電率において低姿勢設計が可能であり、厚さを示す線の傾きが大きいことから誘電体による低姿勢に適しているといえる。ループスロット型 FSS において帯域通過特性を示す周波数が低くなり、低姿勢化できる設計周波数である動作周波数より高い周波数範囲が広がる。そのため各比誘電率において低姿勢化可能であり、誘電体を用いた低姿勢設計に有効である。

3.3.2 誘電体基板を用いた AMC の PMC 比帯域幅

次に、誘電体の比誘電率が PMC 比帯域幅へ及ぼす影響を示す。図 3.11 に、誘電体の比誘電率、AMC の設計周波数および PMC 比帯域幅の関係を示す。図 3.11 の色の明るい部分は PMC 比帯域幅が広いことを示し、暗い部分は狭いことを示す。また、図中の斜線部分は AMC を設計できない周波数範囲を示す。ループスロット型とループ型ともに高誘電率でかつ高い設計周波数で設計できない範囲があるが、これは誘電体による高次モードの影響で、FSS のフィルタ特性が乱れるためである。図 3.11 より誘電体基板の誘電体の比誘電率の影響で PMC 比帯域幅は狭くなる。しかし各比誘電率において、ループスロット型は PMC 比帯域幅のピークを持ち、一方でループ型は厚さが薄いほど PMC 比帯域幅が広い傾向は変化しないことがわかる。また誘電体を用いた場合でもループスロット型 AMC において同様にピーク値が得られるのは、図 3.6 における原因と同様であり FSS のフィルタ特性の影響である。図 3.11(a)より、ループスロット型 AMC の PMC 比帯域幅は比誘電率 1.0, 設計周波数 $1.0f_{BP}$ において最大であり、その値は約 25% である。一方で図 3.11(b)より、ループ型 AMC は低い設計周波数で比誘電率が小さいほど PMC 比帯域幅が広い。また PMC 比帯域幅の最大値は、ループ型 AMC の方が大きく、約 100% であり、それ以外の比誘電率においても広い比帯域幅を示している。よって誘電体基板を用いた場合もループスロット型に比べ、ループ型 AMC の方が PMC 比帯域幅を広く確保できることがわかる。

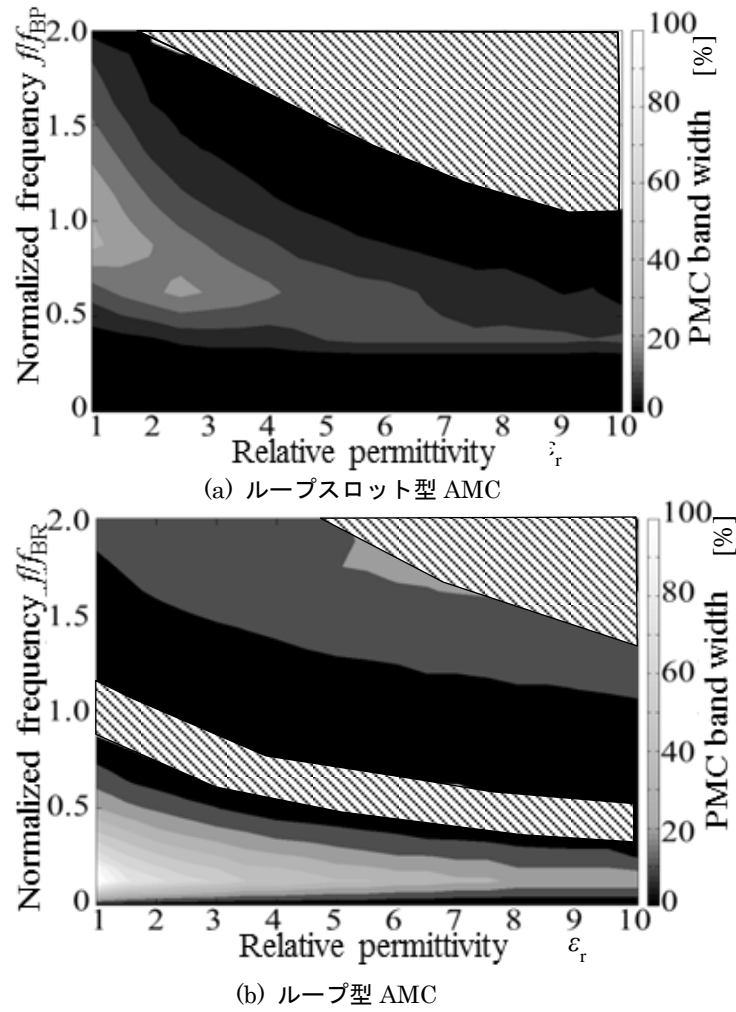


図 3.11 誘電体の比誘電率が AMC の帯域特性に及ぼす影響

ループスロット型，ループ型 AMC の誘電体の各比誘電率の最大 PMC 比帯域幅を示す周波数は，それぞれ周波数 f_{BP} , f_{BR} を用いて近似式(3.7)，(3.8)で表すことができる．

$$\begin{array}{l} \text{ループスロット型AMCの} \\ \text{最大PMC比帯域幅の周波数} \end{array} \hat{=} f_{BP} / \{(1+\sqrt{\epsilon_r}) / 2\} \quad (3.7)$$

$$\begin{array}{l} \text{ループ型AMCの} \\ \text{最大PMC比帯域幅の周波数} \end{array} \hat{=} 0.125 f_{BR} \quad (3.8)$$

近似式(3.7)で示すように，ループスロット型 AMC においては，最大の PMC 比帯域幅を持つ設計周波数は誘電体の比誘電率に依存する．一方式(3.8)より，ループ型 AMC は誘電体の比誘電率に関係なく常に低い設計周波数域で PMC 比帯域幅が最大であることがわかる．

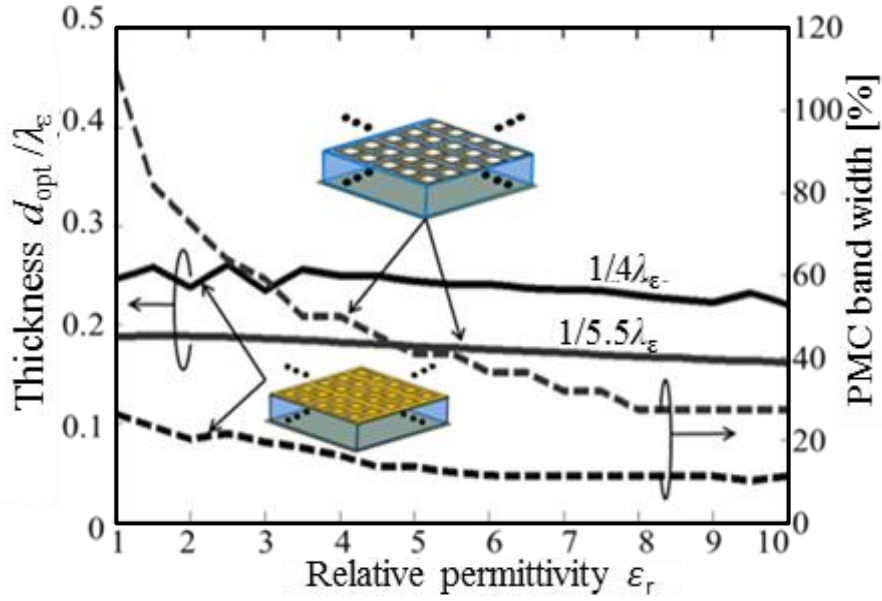


図 3.12 各 AMC の最大 PMC 比帯域幅と厚さ

図 3.12 に比誘電率と最大の PMC 比帯域幅をもつ AMC の厚さおよび, 最大 PMC 比帯域幅の関係を示す. 図 3.12 の横軸は比誘電率 ϵ_r , 縦軸は PMC 特性をもつ AMC の厚さと PMC 比帯域幅である. 図 3.12 の各比誘電率の AMC の設計周波数は近似式(3.7)と(3.8)に従い, その設計周波数における PMC 比帯域幅と AMC の厚さを示す.

図 3.12 より, AMC の誘電体の比誘電率に対する最大の PMC 比帯域幅をもつ厚さは, ループスロット型 AMC の場合は $1/4$ 波長, ループ型 AMC の場合は $1/5.5$ 波長の厚さでほぼ一定になる. ループスロット型 AMC においては, 誘電体の比誘電率により FSS の動作周波数は変化するが, その変化した周波数に対する $1/4$ 波長において PMC 比帯域幅が最大となる. またループスロット型, ループ型 AMC の最大比帯域幅は, 誘電体の比誘電率 1.0 の場合で, それぞれ約 25%, 約 110%である.

3.4 むすび

本論文では、誘電体基板を用いた AMC の低姿勢設計および帯域特性の解析を行った。AMC を FSS と誘電体基板、地板を用いて構成し、誘電体の比誘電率および損失の影響を明らかにした。また、FSS として帯域通過特性をもつループスロット型と帯域阻止特性をもつループ型 FSS を用いた。

はじめに、誘電体を用いた場合の AMC の設計方法と誘電体の比誘電率が FSS のフィルタ特性へ及ぼす影響を示した。設計した AMC は誘電体の比誘電率が高いほど AMC の低姿勢化効果が大きいことを示した。比誘電率による波長短縮分 $\sqrt{\epsilon_r}$ より AMC の低姿勢の効果が大きいことを示した。また、誘電体の低姿勢効果はループ型より、ループスロット型 AMC の方が大きいことを示し、その原因についても考察をした。次に、誘電体の比誘電率が AMC の PMC 比帯域幅へ及ぼす影響を解析し、各比誘電率に対する最大の PMC 比帯域幅をもつ厚さを近似式で表し、その比帯域幅を示した。さらに、比誘電率と最大の PMC 比帯域幅をもつ AMC の厚さおよび、最大 PMC 比帯域幅の関係を明らかにした。

文献

- [1] D. Sievenpiper, “High-impedance electromagnetic surfaces,” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [2] 石原照也 監修, “メタマテリアル-最新技術と応用,” シーエムシー出版, 2007.
- [3] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, “Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications”, IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.51, No.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.
- [4] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, “Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas”, IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.53, No.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [5] Y. Rahmat-Samii, “Metamaterials in Antenna Applications:Classifications, Designs and Applications”, IEEE International Workshop on Antenna Technology 2006, pp.1-4, Mar. 2006.
- [6] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces – Theory and Design.” New York: Wiley, 2000.
- [7] T. K. Wu, “Frequency Selective Surface and Grid Array.” New York: Wiley, 1995.

- [8] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, "Equivalent PMC Structure of Frequency Selective Surface with Ground Plane", Proc. ISAP2008, Taipei, Taiwan, Oct. 2008.
- [9] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, "Low-Profile Design of Meta-Surface by Considering Filtering Characteristics of FSS", Proc. iWAT2010, Lisbon, Portugal, PS2.27, Nov. 2010.

第 4 章 損失性誘電体基板を用いた 人工磁気導体の設計法と特性

4.1 まえがき

従来の明らかにされている AMC 設計法と特性は，誘電体基板を用いない AMC の構造についてのものである[1],[2]．しかし，実際の AMC の設計を考慮した場合，シリコンやエポキシ樹脂などの誘電体基板を用いた構成が考えられる[3]．そのため，地板と FSS の間に配置された誘電体基板の影響を考慮した AMC の設計が必要とされている．また，従来の設計法や特性の検討は，誘電体の損失を無視したものである．一般的に，誘電体の損失が AMC の特性に影響すると考えられるが，その損失を考慮した設計法についても明らかにされていない．さらに，高周波において AMC を設計する場合誘電体基板の損失が大きくなるため，無視することができない．

本章では，損失をもつ誘電体基板を用いた AMC の設計を行う．比誘電率が異なる誘電体を用いた場合における，AMC の低姿勢設計へ及ぼす影響を示す．また，損失により AMC の PMC 特性が変化することを示す．

4.2 損失性誘電体基板を用いた AMC の構成

図 4.1 に AMC の構成を示す．FSS と地板および損失をもつ誘電体基板を用いて構成する．

誘電体基板の損失は誘電正接 $\tan\delta$ で表す．誘電正接 $\tan\delta$ は式(4.1)に従うものとする．

$$\tan\delta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon}$$

ここで σ ， ω および ϵ は，それぞれ導電率[S/m]，角周波数[rad/m]および誘電率[F/m]である．誘電正接 $\tan\delta$ が大きいほど誘電体基板での損失が大きいことを示す．誘電正接 $\tan\delta$ を与えて AMC を設計した場合の反射位相特性について解析を行う．

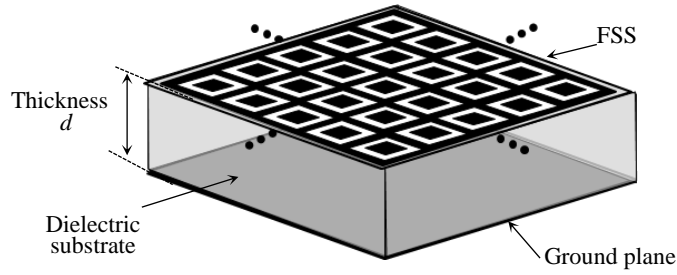


図 4.1 AMC の構造

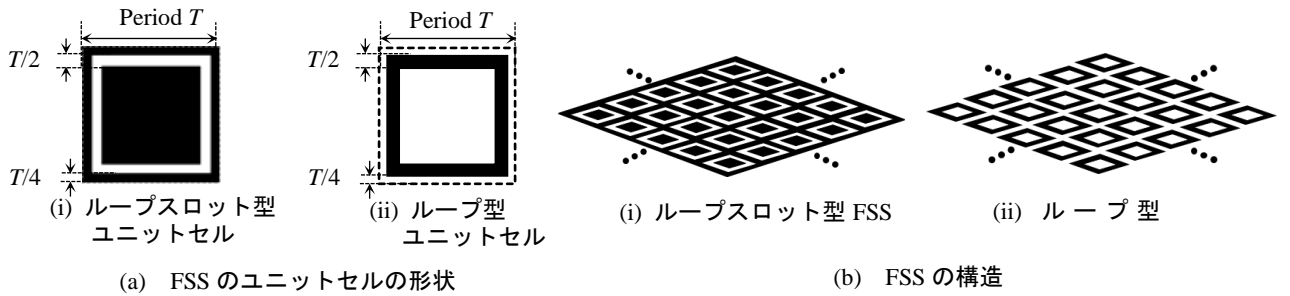


図 4.2 AMC の構成で利用する FSS

図 4.2(a)と図 4.2(b)は、それぞれ AMC で使用する FSS のユニットセルの形状と FSS である。FSS のユニットセルとして、図 4.2(a)に示すようにループスロット型、ループ型 FSS を用いる。図 4.2(a)の色のついている部分は、金属(PEC; Perfect Electric Conductor)を表し、ループスロット型とループ型 FSS は金属と真空部分を反転させた関係にある[4]。ここで金属部分の損失は考慮しないものとする。これは、金属部分における導体損より、誘電基板における損失の方が十分に大きいためである。図 4.2(b)は、FSS ユニットセルを x 軸と y 軸方向に無限に配置したものである。ループスロット型 FSS(図 4.2(b)(i))、ループ型 FSS(図 4.2(b)(ii))は、それぞれ帯域通過フィルタ特性、帯域阻止フィルタ特性を持つ。本章では、比誘電率 $\epsilon_r=1.0$ (真空)におけるループスロット型 FSS が帯域通過フィルタ特性を示す周波数を f_{BP} 、ループ型 FSS が帯域阻止フィルタ特性を示す周波数を f_{BR} とする。また、解析には FDTD 法(EEM-FDM)を使用し、無限構造の解析を行うために周期境界を用いた[5][6]。

4.3 損失の影響による AMC の設計限界

4.3.1 損失が AMC の PMC 特性に及ぼす影響

損失が AMC に及ぼす影響を明らかにするために、まずループスロット型 FSS(図 4.2(b)(i))で構成される AMC を使用する．誘電体の比誘電率 $\epsilon_r=2.0$ ，周波数 f_{BP} で PMC 特性をもつ AMC に、平面波を入射した場合の AMC 表面での反射位相の変化を解析する．この AMC の最適な厚さは $d_{opt}=0.12\lambda_c$ であり、低姿勢に設計した AMC である．

この AMC の誘電体の誘電正接 $\tan\delta$ が AMC 表面での反射位相へ及ぼす影響を図 4.3 に示す．図 4.3 の横軸は周波数であり、縦軸は反射位相である．また、図中のパラメータは誘電体の誘電正接 $\tan\delta$ である．図 4.3 の破線($\tan\delta=0.0$)は、誘電体での損失がないことを示し、 $\tan\delta$ が大きいほど誘電体での損失が大きいことを示す．

図 4.3 より、損失の影響で AMC の反射位相の周波数特性が変化し、損失が大きくなるほど PMC 比帯域幅が狭くなることがわかる．ここで、AMC 表面において電磁波の反射位相が $\pm 90^\circ$ の範囲内となる周波数帯域幅を PMC 帯域幅である．一方で、反射位相が 0° を示す周波数は変化しない．さらに、誘電正接 $\tan\delta$ が 0.26 の場合 AMC の反射位相は周波数 f_{BP} で 0° を示さずに、周波数 f_{BP} を境目として反射位相が 180° 回転することがわかる．これは、反共振の FSS 表面の位相特性と似ている傾向であり、PMC 特性を示さなくなることがわかる．この PMC 特性を示さなくなる特定の誘電正接の値を $\tan\delta_{lim}$ とする．

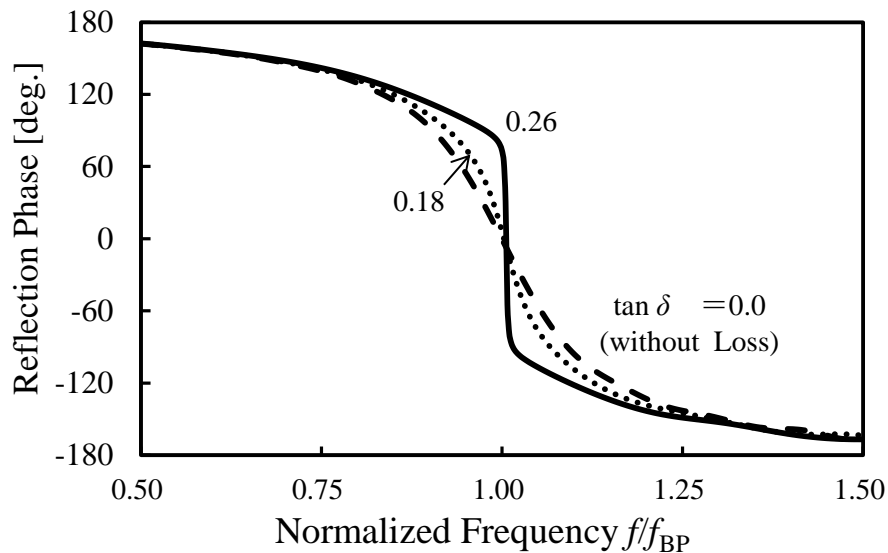


図 4.3 損失が AMC の反射位相へ及ぼす影響

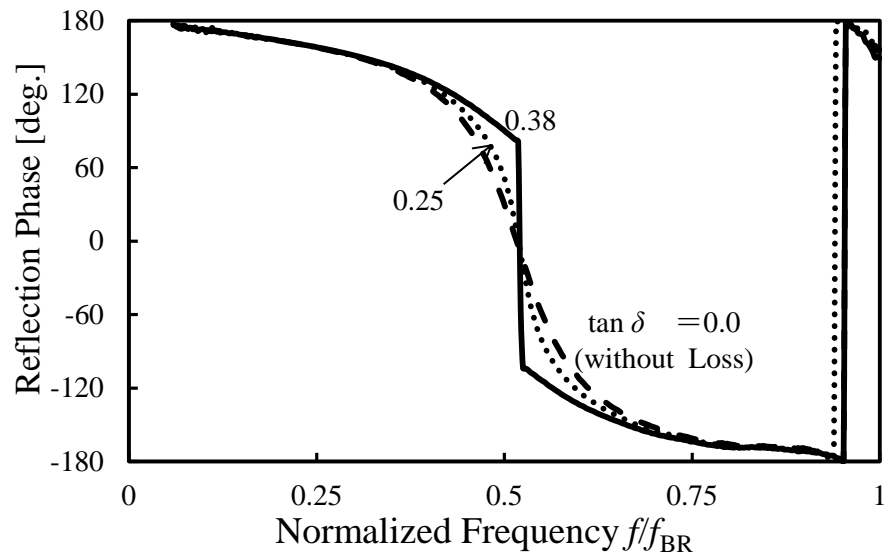


図 4.4 損失が AMC の反射位相へ及ぼす影響(ループ型)

また, 図 4.4 にループ型 AMC の解析結果を示す. ここでループ型 AMC は周波数 $0.5f_{BR}$ で PMC 特性をもつように設計している. 図 4.4 より, ループ型 AMC の場合も同様の傾向となる. しかし, この反射位相特性の変化が現れる誘電正接の値 $\tan\delta_{lim}$ は異なる.

次に図 4.5 に誘電体基板の誘電正接が $\tan\delta_{lim}$ より大きい場合の, ループスロット型 AMC の反射位相の変化を示す. 図 4.5 の横軸は規格化周波数, 縦軸は AMC の反射位相である. また図 4.5 の全周波数にわたって -180° (180°) である反射位相は反射板を完全導体とした場合の結果である. これは AMC ではなく地板として動作するものである. 図 4.5 より, $\tan\delta_{lim}=0.4$ および 0.5 の場合は AMC の誘電体基板の誘電正接は $\tan\delta_{lim}$ 大きいため, PMC 特性を示さず反射位相がほぼ 180° になっていることがわかる. これは, 誘電正接が大きいため, 導体の反射位相に近づくことが原因であると考えられる. さらに誘電正接が大き場合は, 地板として動作することが考えられる. また, 図 4.5 より $\tan\delta_{lim}$ は AMC の誘電基板が導体として動作する境目であることがわかる.

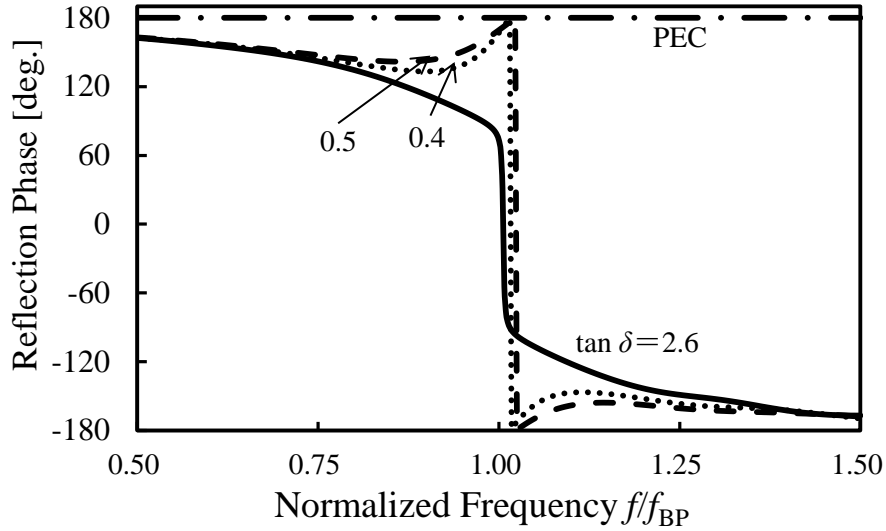


図 4.5 誘電正接が $\tan\delta_{lim}$ より大きい場合のループスロット型 AMC の反射位相

図 4.6 に誘電体基板の誘電正接 $\tan\delta$ とループスロット型 AMC の PMC 比帯域幅の関係を示す．図 4.6 の横軸は誘電正接 $\tan\delta$ ，縦軸は AMC の PMC 比帯域幅である．AMC の構成パラメータは，図 4.3 と同様である．図 4.6 において $\tan\delta=0.0$ の場合に限り，反射位相 0° かつ反射係数が 1 の PMC 特性をもつ．また， $\tan\delta>0.0$ で損失があり PMC 帯域幅がある場合は反射位相 0° の特性をもち，PMC 比帯域幅 0%は反射位相 0° の特性をもたないことを示す．図 4.6 より，図 4.3 と同様に誘電正接 $\tan\delta=0.26$ より小さい値では，AMC は PMC 比帯域幅をもつことから，反射位相 0° の特性を示すことがわかる．また， $\tan\delta=0.26$ は誘電体基板の損失としては大きい値であることから，かなり大きい誘電体損を持つ誘電体を使用しない限り，AMC を設計できるといえる．一方で，0.26 より大きい場合は反射係数の実部が負にならないため，PMC 比帯域幅は 0%であり，AMC として動作しない．つまり，AMC として動作しなくなる特定の誘電正接 $\tan\delta$ の値があることがわかる．以降，この値を $\tan\delta_{lim}$ とする． $\tan\delta_{lim}$ の値が小さい場合は，小さい損失でも AMC の反射位相の特性変化が起きやすく，誘電体の損失の影響を受けやすいことを示す．

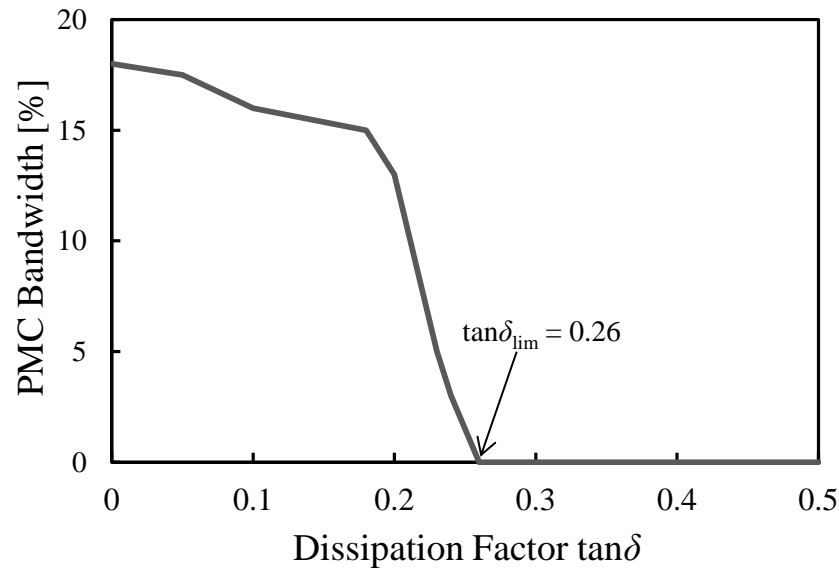


図 4.6 損失が AMC の PMC 比帯域幅へ及ぼす影響

4.3.2 損失が AMC の反射特性に及ぼす影響

図 4.7 にループスロット型の反射波の振幅特性を示す. AMC の構成パラメータは 4.3.1 と同じである. 図 4.7 の横軸と縦軸は, それぞれ規格化周波数と振幅である. また, 図 4.7 のパラメータは誘電体の誘電正接値 $\tan\delta$ である.

図 4.7 より, 反射波の振幅は誘電正接 $\tan\delta$ の値により変化していることがわかる. また, 図 4.7 において $\tan\delta=0$ (無損失) の場合は, 0dB であり損失なく反射している. さらに, $\tan\delta=0.18$ と 0.26 の場合は, 周波数 $1.0f_{\text{BP}}$ 付近で振幅値が小さく, 吸収特性を示していることがわかる. これは, 導電率の影響により損失が生じているためであると考えられる.

AMC を用いた反射波低減の表面を実現できることが明らかにされている[7],[8]. この AMC は反射位相が異なるユニットセルを用いて位相差を応用し, 実現している. また, パッチと抵抗を用いた反射波低減の表面も実現できる[9],[10]. 図 4.7 の誘電正接 $\tan\delta$ の値による吸収特性は, パッチと抵抗を用いた AMC と同様の動作をしていると考えられる.

次に, 図 4.8 に周波数 $1.0f_{\text{BP}}$ において誘電正接 $\tan\delta$ と反射波の振幅値の関係を示す. 図 4.8 の横軸と縦軸は, それぞれ誘電正接 $\tan\delta$ と反射波の振幅値である. 図 4.8 より, 振幅値が最も小さくなる特定の誘電正接の値があることがわかる. この振幅値が最も小さくなる値は, $\tan\delta=0.26$ であり図 4.3 の $\tan\delta_{\text{lim}}$ と同じである.

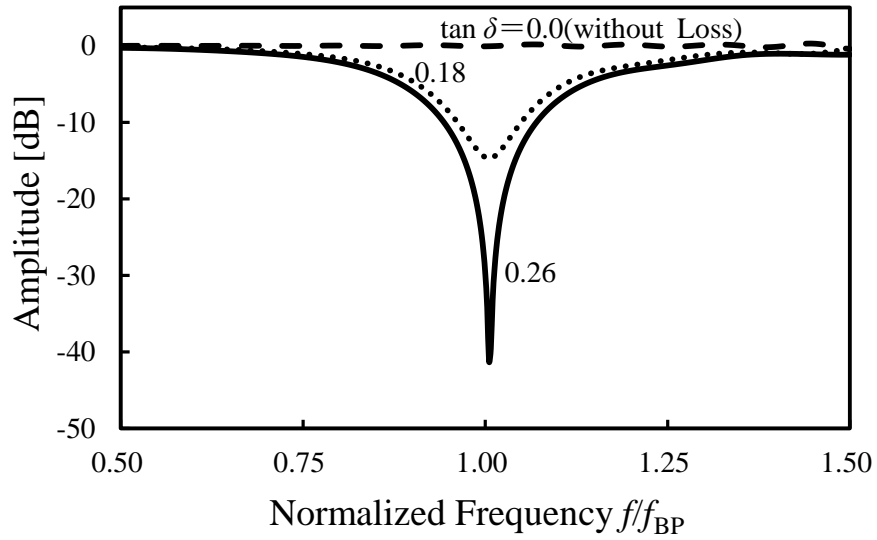


図 4.7 誘電正接と反射波の振幅

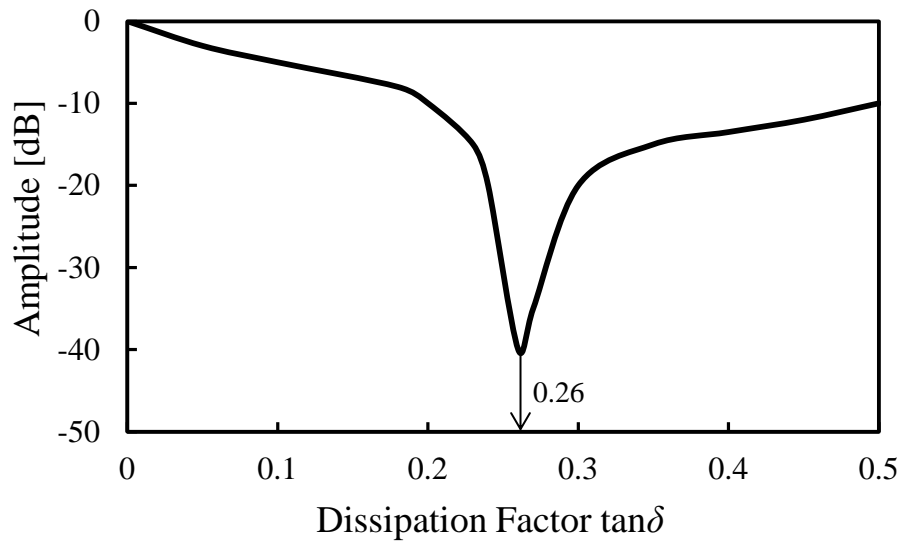
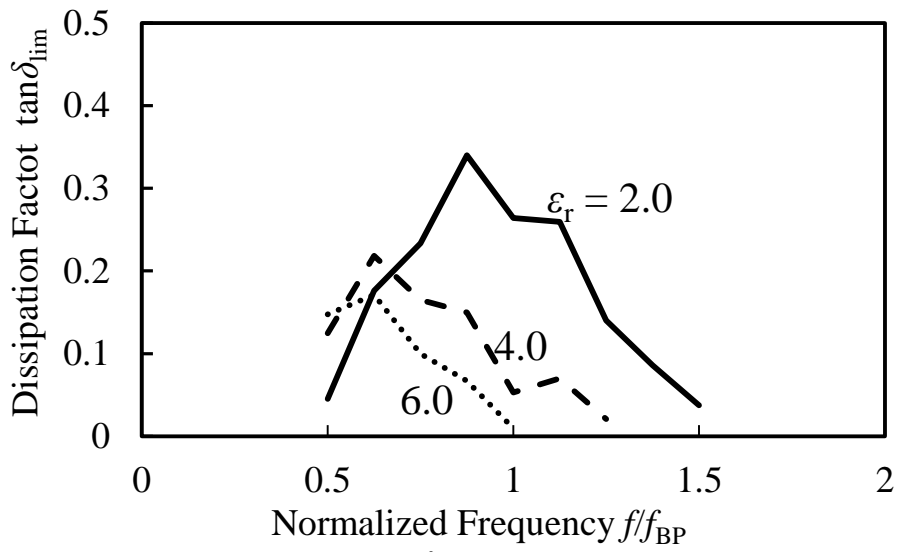


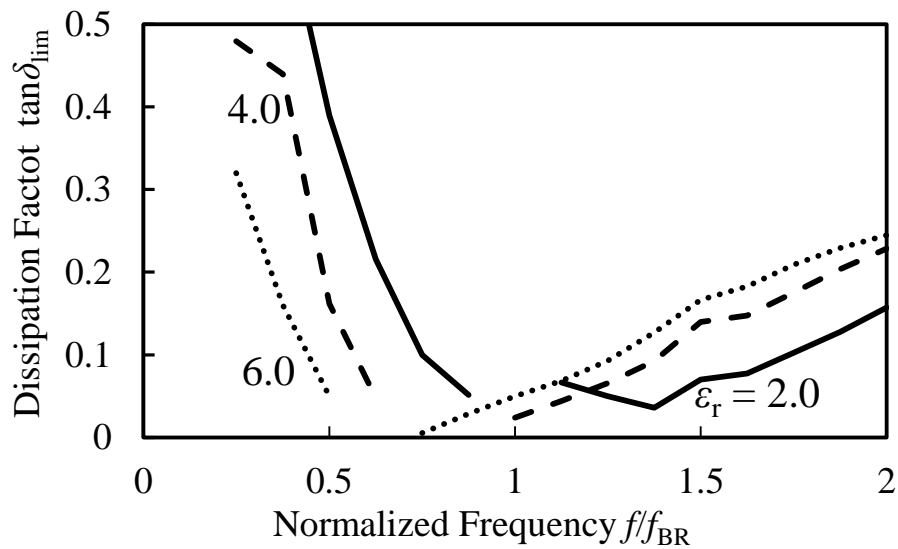
図 4.8 誘電正接と $1.0f_{BP}$ における反射波の振幅

4.3.3 AMC の設計周波数と誘電体の比誘電率による誘電正接 $\tan\delta_{lim}$ の変化

次に、図 4.3 と同様に AMC として動作しなくなる誘電正接 $\tan\delta_{lim}$ の解析を各設計周波数において行う。AMC の設計周波数、誘電体基板の比誘電率ごとの $\tan\delta_{lim}$ の解析結果を図 4.9 に示す。また、AMC の設計周波数は誘電体基板の厚さを変化させて、設計している。図 4.9 の横軸と縦軸はそれぞれ、AMC の設計周波数と設計限界の誘電正接の値 $\tan\delta_{lim}$ であり、パラメータは誘電体基板の比誘電率である。また、図 4.9(a)と図 4.9(b)は、それぞれループスロット型とループ型 AMC の解析結果である。図 4.9(b)で途切れている部分は、ループ型 FSS のフィルタ特性により AMC を設計できない周波数帯域である。



(a) ループスロット型 AMC



(b) ループ型 AMC

図 4.9 AMC 設計周波数と誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の関係

図 4.9 より、ループスロット型とループ型 AMC の誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ はともに、AMC の設計周波数に依存することがわかる。設計周波数により $\tan\delta_{\text{lim}}$ が小さい場合がある。これは、AMC の設計周波数により、損失の影響を受けやすい場合があるといえる。また、ループスロット型とループ型 AMC において設計周波数に対する誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の傾向が異なる。ループスロット型 AMC は $\tan\delta_{\text{lim}}$ の値がピーク値をもち、設計周波数が高い場合 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の値が小さく損失の影響を受けやすい。

一方で、ループ型 AMC は低い周波数の場合に $\tan\delta_{\text{lim}}$ が大きく、帯域阻止フィルタ特性を示す周波数付近では小さい。これは、第 3 章で示した損失がない場合 ($\tan\delta=0$ の誘電体

基板)の AMC の PMC 比帯域幅の周波数特性(図 3.7) と同様の傾向であることがわかる。

つまり、誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ は AMC の PMC 比帯域幅に依存する。図 4.3 と図 4.9 の関係より、誘電正接が大きい場合は AMC の PMC 比帯域幅狭くなる。さらに $\tan\delta=0$ の誘電体基板において PMC 比帯域幅が大きい場合は、より大きい誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の値をとると考えられる。PMC 比帯域幅が広い場合は誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ が大きく、狭い場合は $\tan\delta_{\text{lim}}$ が小さいことがわかる。つまり、無損失の誘電体基板を配置した AMC において PMC 比帯域幅が広い場合、誘電体を挿入してもその損失の影響を受けにくい。また、AMC の厚さはループスロット型とループ型において、それぞれ f_{BP} より高い周波数と f_{BR} より低い周波数で低姿勢化できる。一般的に $\tan\delta_{\text{lim}}$ は AMC の厚さに依存すると考えられるが、図 4.9 より薄い AMC の場合は大きい $\tan\delta_{\text{lim}}$ 、厚い場合は小さい $\tan\delta_{\text{lim}}$ と単純な傾向と一致しない。つまり、AMC の厚さより実現できる反射位相特性に $\tan\delta_{\text{lim}}$ は依存する。

次に、図 4.10 に損失がない誘電体基板を用いた場合の AMC の PMC 比帯域幅と誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の関係を示す。図 4.10 では、図 4.1(a)のループスロット型 AMC の厚さを固定し、周波数 f_{BP} で PMC 特性をもつように設計する。さらにユニットの周期とループ幅などの各パラメータを調節して PMC 比帯域幅が異なる AMC を設計する。ここで PMC 比帯域幅だけの影響を確認するために、誘電体の比誘電率 $\epsilon_r=1.0$ として、各 PMC 比帯域幅における AMC の $\tan\delta_{\text{lim}}$ を解析する。図 4.10 の横軸は損失がない誘電体基板を用いた場合の AMC の PMC 比帯域幅で、縦軸は同構成で損失をもつ誘電体基板を用いて得られた誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ である。

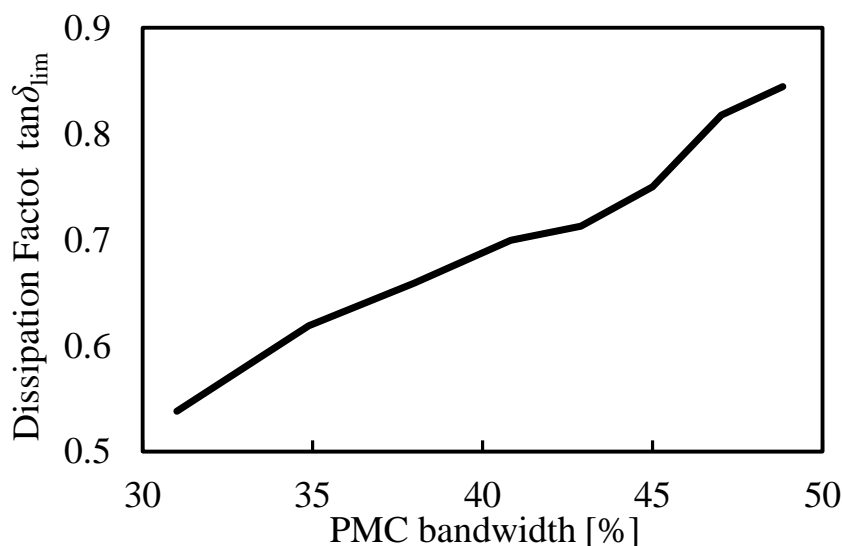
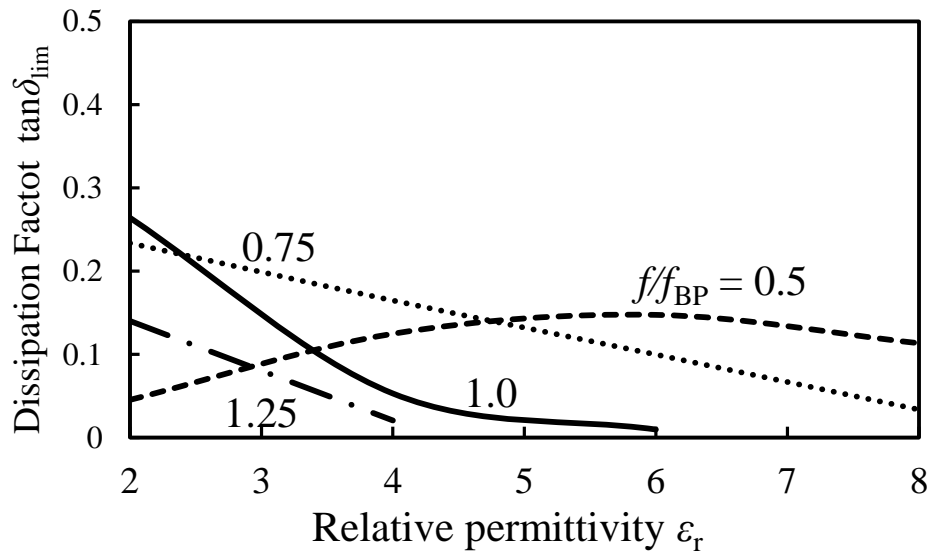


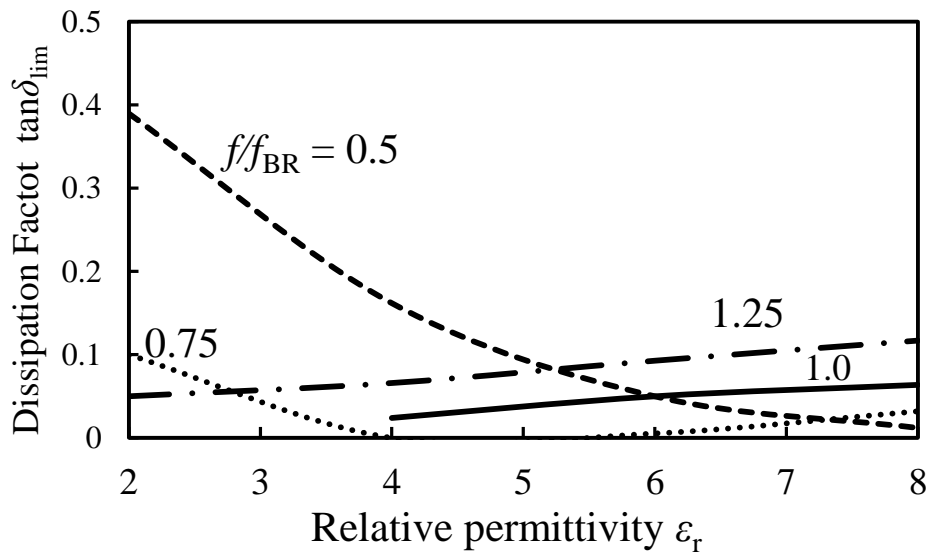
図 4.10 AMC の PMC 比帯域幅と誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の関係

図 4.10 より, 前述したように損失がない場合の AMC の PMC 比帯域幅が広い場合, 誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ は大きいことがわかる. 図 4.8 の AMC では厚さを変化させていないため, 誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ は PMC 比帯域幅に依存して変化することがわかる. また, この傾向はループ型でも同様に得られる.

図 4.11 に図 4.9 の解析結果について, 横軸を誘電体の比誘電率 ϵ_r , 縦軸を誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ とした場合の解析結果を示す. また図 4.9 のパラメータはそれぞれの AMC の設計周波数である. 図 4.10(a)と図 4.10(b)は, それぞれループスロット型とループ型 AMC の解析結果である.



(a) ループスロット型 AMC



(b) ループ型 AMC

図 4.11 AMC の誘電体の比誘電率と誘電正接 $\tan\delta_{\text{lim}}$ の関係

図 4.11 より, ループスロット型の設計周波数が 0.75 , 1.0 と $1.25f_{BP}$, ループ型の設計周波数が 0.5 と $0.75f_{BR}$ において, 誘電体の比誘電率 ϵ_r が大きい場合, 誘電正接 $\tan\delta_{lim}$ が小さいことがわかる. これらの設計周波数の AMC は, 第 3 章で示した $1/4$ 波長より低姿勢に設計された AMC である. さらに図 4.11(a)より設計周波数 $1.0f_{BP}$ において, 誘電体の比誘電率が大きくなる場合, $\tan\delta_{lim}$ を示す線の傾きが大きく, 損失の影響を受けやすくなる. つまり AMC を設計する際, 誘電体の比誘電率と損失の関係に注意して設計する必要がある. また, 設計周波数 $0.5f_{BP}$ の場合, 誘電体の比誘電率に影響されず, $\tan\delta_{lim} = 0.1 \sim 0.3$ である.

一方で図 4.11(b)より, ループ型 AMC の場合は, 規格化設計周波数 $0.5f_{BR}$ 以外は誘電体の比誘電率により, $\tan\delta_{lim}$ の変化は小さい. しかし, $\tan\delta_{lim}$ が 1.0 以下の範囲で変化していることから, ループスロット型に比べ, 損失の影響を受けやすいことがわかる.

4.4 むすび

本章では, 誘電体基板の損失が AMC の PMC 特性に及ぼす影響を明らかにした. AMC を FSS と誘電体基板, 地板を用いて構成し, 誘電体の比誘電率および損失の影響を明らかにした. また誘電体基板の損失は誘電正接を用いて評価した.

解析の結果, 誘電体の損失が AMC の PMC 比帯域幅を狭くし, 特定の誘電正接値 $\tan\delta_{lim}$ で AMC は PMC 特性を持たなくなることを示した. 誘電正接値 $\tan\delta_{lim}$ の誘電体基板の場合, AMC は導体の反射位相になることを示した. さらに誘電正接値 $\tan\delta_{lim}$ は, ユニットセルの形状と設計周波数により異なり, それは無損失時における PMC 比帯域幅に依存することを示した.

文献

- [1] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Equivalent PMC Structure of Frequency Selective Surface with Ground Plane”, Proc. ISAP2008, Taipei, Taiwan, Oct. 2008.
- [2] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Low-Profile Design of Meta-Surface by Considering Filtering Characteristics of FSS”, Proc. iWAT2010, Lisbon, Portugal, PS2.27, Nov. 2010.

- [3] Nader Engheta, "Thin Absorbing Screens Using Metamaterial Surfaces", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 392-395, Aug. 2002.
- [4] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces – Theory and Design." New York: Wiley, 2000.
- [5] 宇野 亨, "FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析", pp.199-200, コロナ社, 1998.
- [6] EEM 株式会社, 「EEM-FDM 理論説明書」
- [7] 北川真也, 高萩和弘, 原崎亜紀子, 千葉英利, "ランダム配列構造を用いたメタマテリアルによる RCS 低減効果の検討, "信学技報, A・P2013-113, Aug. 2013
- [8] 北川真也, 角田亮太, 須賀良介, 橋本 修, "2 種類の周期構造を用いた位相制御による電波反射低減効果の検討, " 2013 信学ソ大, C-2-65, Sept. 2013
- [9] 杉浦宏和, 吉村慶之, 西田斉, 八木 聡, "メタマテリアルによる電波吸収体の実用性の一考察" 2013 信学総大, B-4-3, Mar. 2013
- [10] 大川保純, 西方敦博, "パッチアンテナ型電波吸収体の寄生素子による広帯域化, " 2013 信学総大, B-4-1, Mar. 2013

第 5 章 人工磁気導体反射板付ダイポールアンテナのための反射板の最適構成

5.1 まえがき

金属反射板付アンテナは簡易な構造でビームを絞ることができる[1]。しかし、高利得を得るためには、アンテナと金属反射板の距離を $1/4$ 波長にしなければならない。一方で、メタマテリアルを用いたアンテナの薄型化の研究が盛んに行われている。ここで、メタマテリアルは自然界に存在する物質では実現できない特性を、人工的に実現した物質である[2],[3]。電磁波を入射した際に、位相回転無しで反射する自然界にはない完全磁気導体(PMC; Perfect Magnetic Conductor)特性を、特定の周波数帯域で実現した人工媒質を人工磁気導体(AMC; Artificial Magnetic Conductor)と呼ぶ。この AMC がもつ PMC 特性を利用して、反射板付アンテナを $1/4$ 波長より薄く設計できる。さらに、指向性制御を利用したアンテナの高利得化や位相制御が可能である[4],[5],[6]。高利得化に適した構成として AMC 反射板付ダイポールアンテナが多く用いられる。

ここで AMC 反射板の構成法の一つとして、地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)を用いて構成する方法がある[7]。FSS とは、波長に対して十分短い金属ユニットセルを狭い間隔で周期的に配置したもので、特定の周波数帯域で電磁波を反射もしくは透過するという空間フィルタ特性をもつ表面のことである[8],[9]。前章において、AMC の低姿勢設計法と PMC 特性について明らかにしてきた。

AMC 反射板を用いたアンテナは、高利得化や低姿勢化が可能であり容易に構成することが出来る。しかし、AMC 反射板付ダイポールアンテナは、多くの検討において条件を固定して設計されており、アンテナ間距離や AMC の厚さなどの各パラメータがアンテナ特性に及ぼす影響や、最適な構成は明らかにされていない[10],[11]。

本章では、AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成が指向性利得へ及ぼす影響を明らかにし、AMC 反射板付ダイポールアンテナの最適構成を明らかにする。

5.2 AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成

図 5.1 に AMC 反射板付ダイポールアンテナの基本構成を示す．ここでは地板と FSS からなる厚さ h の AMC 反射板の上に，距離 h_a だけ離れて置かれたダイポールアンテナを考える．AMC 反射板を構成する地板は PEC(Perfect Electric Conductor)と仮定し，ダイポールアンテナのリアクタンスが 0 となる共振周波数を f_0 (波長 λ_0)とする．

図 5.1 に示すように，AMC 反射板を構成する FSS は地板状の中心に配置されており，FSS のユニットセルの配置範囲の辺長 L_u は地板の辺長 L 以下($L_u \leq L$)としている．FSS はパッチ型 FSS を用いており，ユニットセルの周期を p としている．ここでは，パッチ型 FSS のユニットセルの形状パラメータと AMC 反射板の厚さ h は， xy 面内にユニットセルを無限配置した時に，図 5.2 に示すように周波数 f_0 で反射位相 0 となる PMC 特性をもつように設計している．

ユニットセルの配置範囲 L_u は，ユニットセルの周期 p と配置するユニットセル数で決定されるため，離散的な値をとる．ユニットセルの周期 p が大きいほど，構成できる配置範囲が限られたものとなる．また，AMC の低姿勢限界はユニットセルの周期 p によって決まり，周期が大きいほど低姿勢化に適していることが明らかにされている[12]．

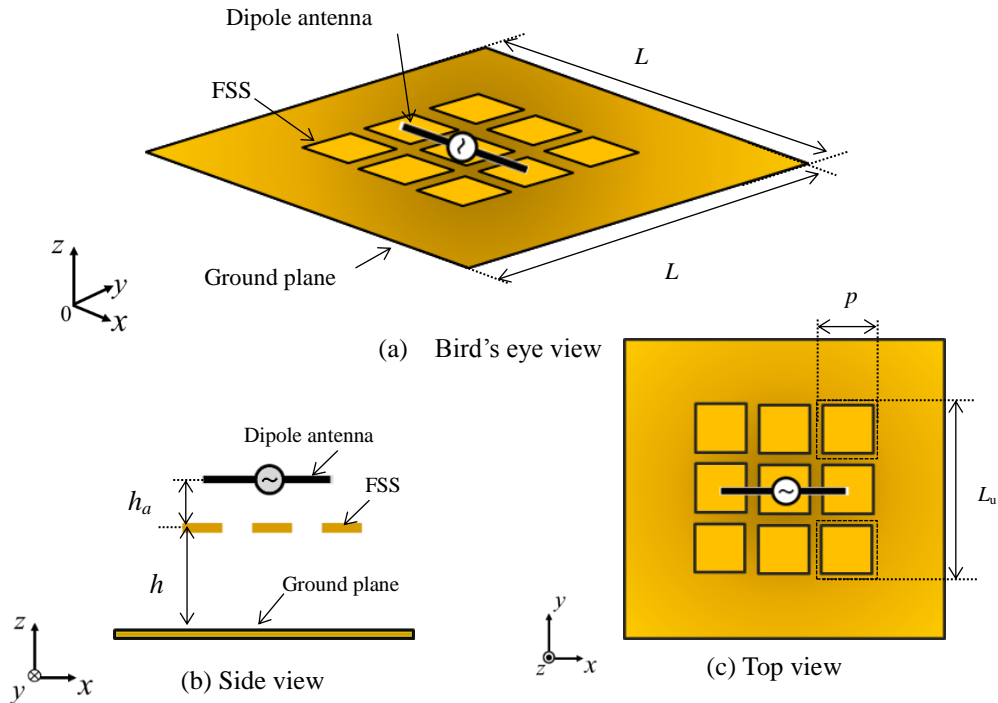


図 5.1 AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成

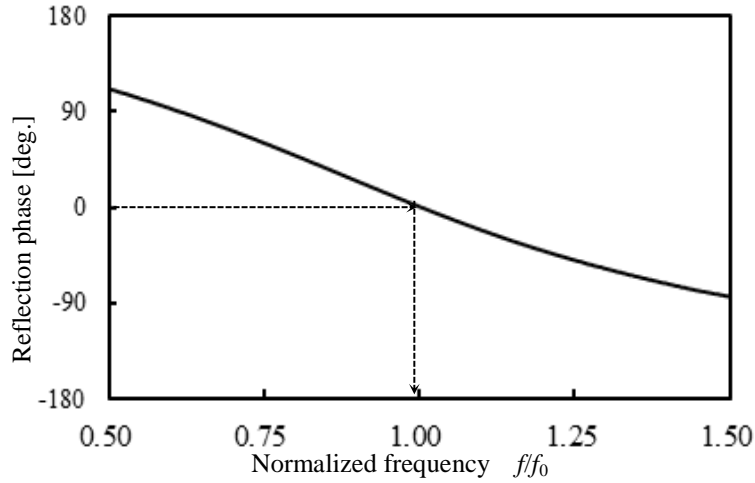


図 5.2 無限 AMC 反射板の反射位相

解析には FDTD(Finite Difference Time Domain)法を用い、メッシュサイズを $0.01 \sim 0.005\lambda_0$ とし、モデルによって不均一メッシュを使用する。隣り合うメッシュサイズの比を $1:3$ 以内にするることにより、解析誤差を少なくしている。また、解析モデルから解析空間の吸収境界まで xyz 方向にそれぞれ 10 セル以上の空間をつくり、吸収境界には PML(Perfectly Matched Layers)を用いている。

5.3 AMC 反射板のユニットの配置範囲がアンテナ特性に及ぼす影響

5.3.1 ユニットセルの正方配置における影響

FSS のユニットセルを地板上の中心に正方配置としたときの、ユニットセルの配置範囲 L_u/λ_0 と z 軸方向の指向性利得の関係を図 5.3 に示す。ここで、地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ 、ユニットセルの周期 $p=0.2\lambda_0$ 、AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 $h_a=0.03\lambda_0$ および AMC 反射板の厚さ $h=0.088\lambda_0$ としている。ユニットセルの配置範囲が $L_u=0$ の場合、ユニットセルは配置されておらず、PEC 地板付アンテナを意味している。

図 5.3 より、 z 軸方向の指向性利得はユニットセルの配置範囲に依存することがわかる。ユニットセルの配置範囲が狭い場合は、指向性利得の変化が少なくなっていることがわかる。また、ある配置範囲のときに最大指向性利得をもつ。最大指向性利得は、 $L_u=1.0\lambda_0$ のときに約 10.3dBi である。最大指向性利得を与えるユニットセルの配置範囲を最適配置範囲 L_{opt} と定義する。なお、ユニットセルの配置範囲が最適配置範囲 L_{opt} より広い場合では、放射指向性のビーム割れが生じて指向性利得が低下している。

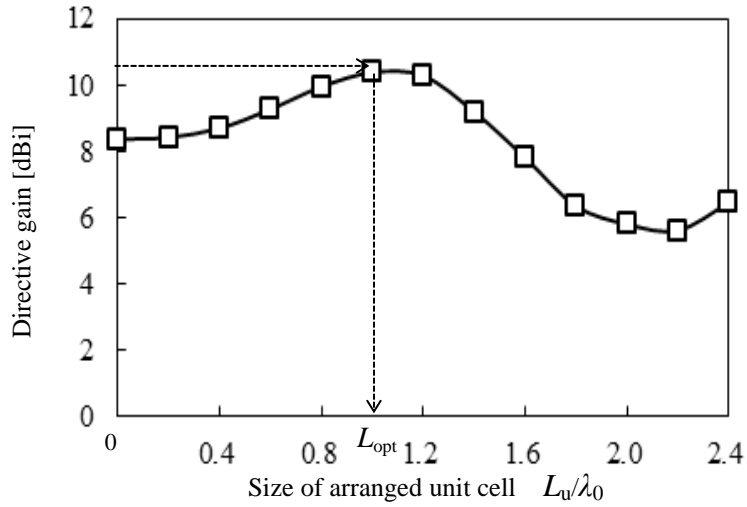


図 5.3 AMC 反射板のユニットの配置範囲と指向性利得の関係

図 5.3 に示した地板の辺長 L をパラメータとし，ユニットセルの正方配置範囲 L_u/λ_0 と地板の辺長 L/λ_0 が z 方向の指向性利得に及ぼす影響を図 5.4 に示す．ここで，ユニットセルの周期 p ，AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 h_a および AMC 反射板の厚さ h は，図 5.3 と同じである．図 5.4 中の☆印は，地板の各辺長 L に対する最大指向性利得を示している．

図 5.4 から，地板の辺長 L により z 方向の指向性利得が変化するが，ユニットセルの最適配置範囲 L_{opt} は変化せず， $L_{opt}=1.0\lambda_0$ である．また，ユニットセルの配置範囲による指向性利得の変化の傾向は変わらないことがわかる．つまり，ユニットセルの最適配置範囲は地板の辺長 L に依存しないことがわかる．一方で，最大の指向性利得は変化している．これは，地板の辺長が変化することにより地板の端の電流強度が変化するためだと考えられる．地板の辺長 L を変化したときの最大指向性利得は，地板の辺長 $L=1.4\lambda_0$ のときに 11.2dBi となり，図 5.3 の地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ に比べて 0.9dB 高くなっている．

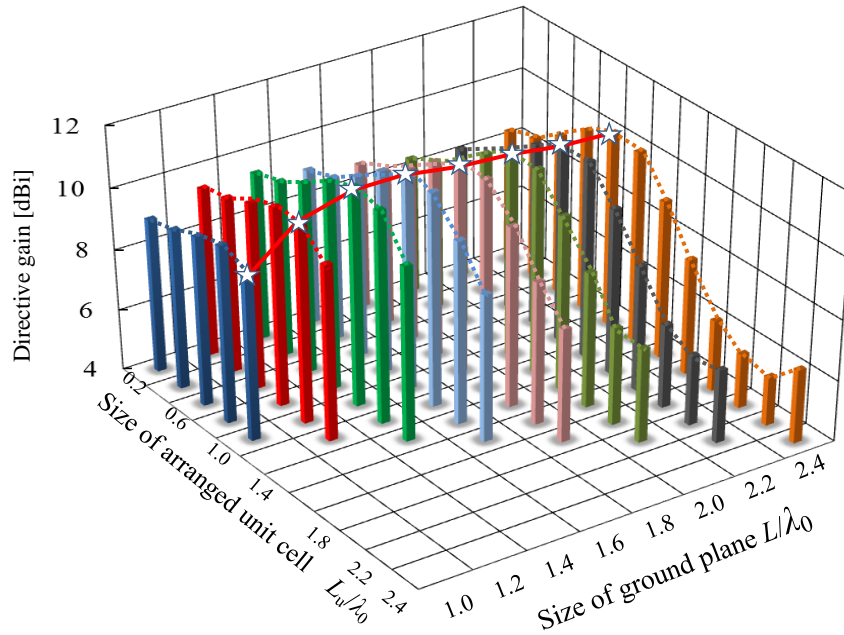


図 5.4 ユニットの配置範囲と地板の辺長が指向性利得に及ぼす影響

5.3.2 ユニットセルの長方形配置における影響

次に、ダイポールアンテナの形状を考慮し、FSS のユニットセルを地板上の中心に長方形配置したときの、ユニットセルの配置範囲 L_x/λ_0 または L_y/λ_0 と z 軸方向の指向性利得の関係を図 5.5 に示す。また、ユニットセルの周期 p 、AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 h_a および AMC 反射板の厚さ h は図 5.3 と同じである。ここで、正方形配置で指向性利得が高い配置範囲 $1.0\lambda_0$ を基本配置とし、長方形配置 $L_x \times 1.0\lambda_0$ および $1.0\lambda_0 \times L_y$ は x 方向および y 方向にユニットセルの配置範囲を変化させる。図 5.5 中の破線は正方形配置の解析結果である。また、 $L_x=L_y=0$ および $1.0\lambda_0$ の場合は、全て同じ配置範囲のモデルの解析結果である。

図 5.5 より、 z 方向の指向性利得はユニットセル長方形配置範囲 L_x および L_y に依存して変化することがわかる。また、長方形配置においてもある特定の配置範囲のときに最大の指向性利得をもち、正方形配置における最大指向性利得より高い。最大指向性利得は $L_x \times L_y = 1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ のときに 11.0dBi である。図 5.3 の正方形配置の $L_{opt} = 1.0\lambda_0$ における最大指向性利得に比べ、約 0.7dB 高くなっている。また、 $1.0\lambda_0 \times L_y$ 配置において、正方形配置に比べると指向性利得は高いが、 $L_x \times 1.0\lambda_0$ 配置より低い。つまり、高利得化のためにはダイポールアンテナの電流方向の x 方向に配置範囲を変化させる長方形配置が最適な配置法である。

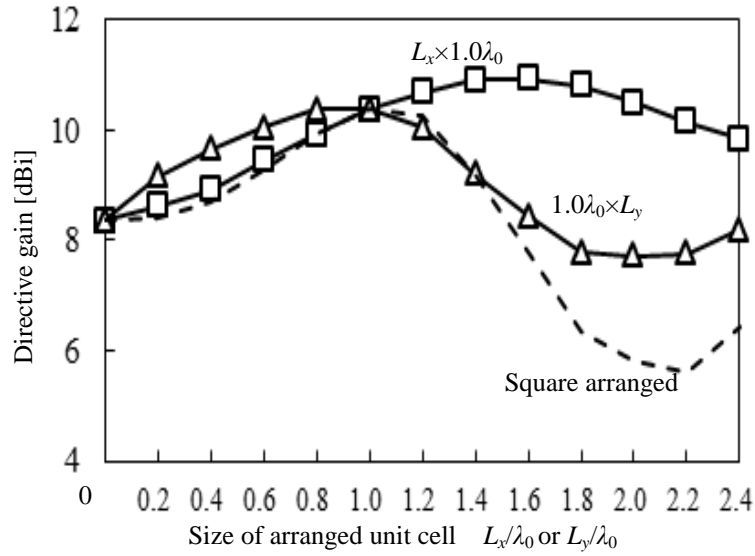


図 5.5 ユニットの長方形配置が指向性利得に及ぼす影響

図 5.6 に、地板の辺長 L をパラメータとし、各地板の辺長 L における各配置法の最大指向性利得を示す．ここで、正方形 $L_u \times L_u$ と長方形配置範囲 $L_x \times L_y$ は、それぞれ最大指向性利得もつ $1.0\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ と $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ である．また、図 5.6 の破線は $\lambda_0/4$ の距離の PEC 反射板付ダイポールアンテナを示す．

図 5.6 より、各最大指向性利得は地板の辺長で変化していることがわかる．つまり、指向性利得が高い配置範囲を用いて地板の大きさ L を最適化することにより高利得が実現できるといえる．また、地板の辺長 L を変化したときの最大指向性利得は、地板の辺長 $L=1.6\lambda_0$ のときに 11.6dBi となり、PEC 反射板付ダイポールアンテナに対して 4dB 高くなっている．

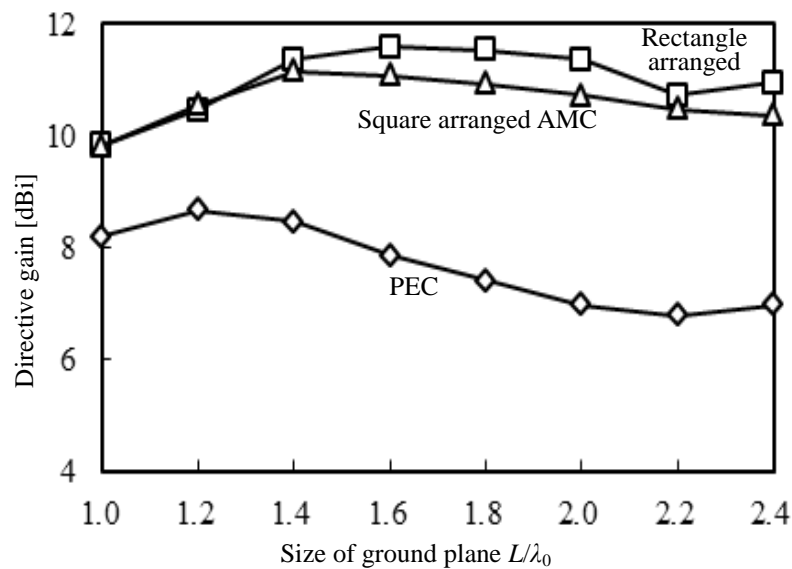


図 5.6 各地板の辺長に対する最大指向性利得

図 5.7(a)と図 5.7 (b)に、 $L=1.6\lambda_0$ でユニットセルの配置範囲が最適配置の $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ と全面配置の $1.6\lambda_0 \times 1.6\lambda_0$ の AMC 反射板付ダイポールアンテナの VSWR 特性を示す．図 5.7 の横軸は f_0 で規格化した周波数，縦軸は給電線の特徴インピーダンスである．図 5.7 の色のついてる領域は、 $VSWR < 1.5$ を満たす範囲であることを示している．

図 5.7(a)と図 5.7(b)より、周波数 f_0 付近で $VSWR < 1.5$ を実現できおり、 $VSWR$ が最も小さい給電線の特徴インピーダンスは、ダイポールアンテナと同じ 75Ω 付近であることがわかる．これは、周波数 f_0 で AMC 反射板は理想的な PMC 表面として動作しているためである．また、AMC 反射板付ダイポールアンテナは $50 \sim 100\Omega$ 付近の広いインピーダンスの範囲でかつ、PEC 反射板付ダイポールアンテナに比べ広い周波数帯域で整合がとれている．これは、周波数 f_0 以外では反射位相 0° ではないため、ダイポールアンテナと AMC 表面の結合が変化して生じると考えられる．

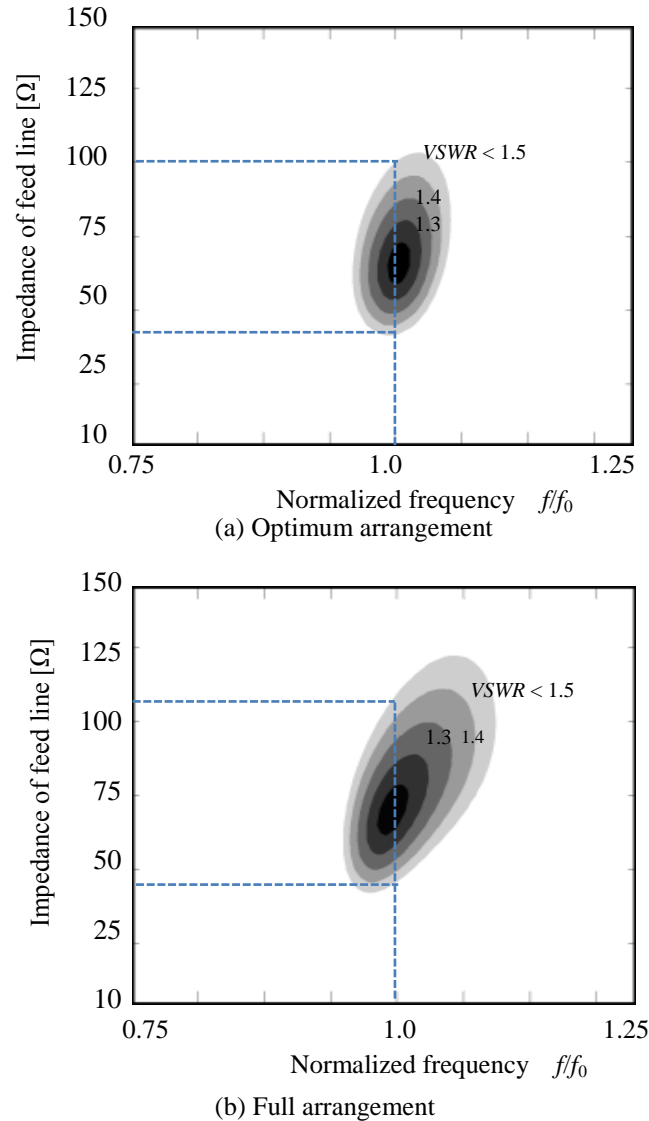


図 5.7 VSWR 特性

図 5.7 の構成と同じ AMC 反射板付ダイポールアンテナの放射指向性を図 5.8 に示す。
図 5.8(a)および図 5.8(b)は、それぞれ E 面および H 面の指向性である。

図 5.8 より、AMC 反射板付ダイポールアンテナの指向性は単一指向性を有することがわかる。また、最適配置範囲の AMC 反射板付ダイポールアンテナの E 面および H 面の $HPBW$ (Half Power Beam Width)は、それぞれ 40deg .および 50deg .と鋭いビーム幅をもつ。

一方で、ユニットセルの配置範囲が $1.6\lambda_0 \times 1.6\lambda_0$ の AMC 反射板付ダイポールアンテナの E 面における放射指向性は、最適配置と同様に鋭いビームをもつが、 H 面はビーム幅が広いことがわかる。つまり H 面のビーム幅が広がることにより、 z 軸方向の指向性利得低下すると考えられる。

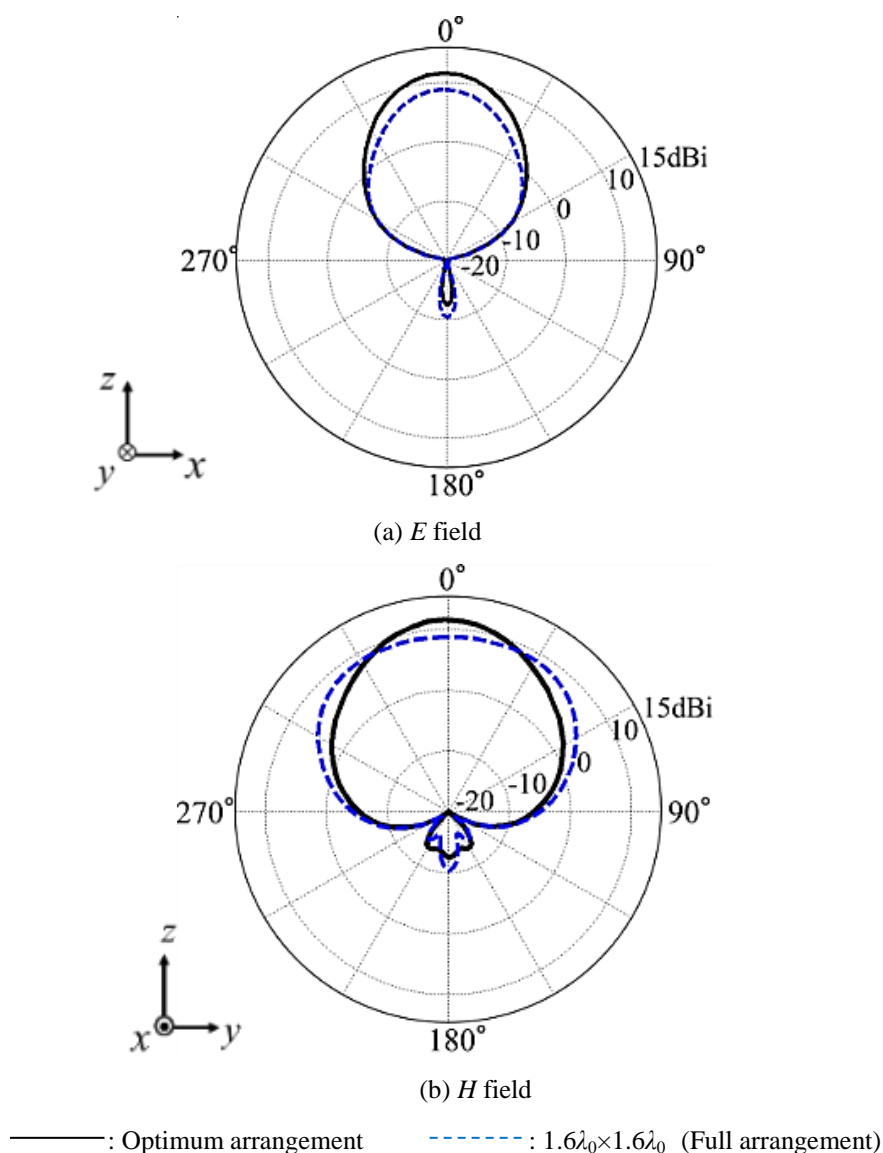


図 5.8 放射特性

5.3.3 AMC 反射板の地板上の電流分布

ユニットセルの配置範囲と指向性利得の関係を考察するために、AMC 反射板の地板上の電流分布に着目する。周波数 f_0 における AMC 反射板付ダイポールアンテナの地板上の電流分布を図 8 に示す。ここで、電流分布はベクトルで表し、ベクトルの向きと大きさは、それぞれ電流の向きと最大値で規格化した電流の大きさを示している。図 5.9(a) および図 5.9(b) は、それぞれ最適配置範囲 $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ および配置範囲 $1.6\lambda_0 \times 1.6\lambda_0$ (全面配置) の AMC 反射板付ダイポールアンテナの電流分布である。

図 5.9 より、AMC 反射板のユニットセルの配置範囲により地板上での電流分布が異なることがわかる。また図 5.9 において(a)は、すべて右向きのベクトルであり一様な電流の向きである。一方で、図 5.9(b) は中心部分が右向きに対して、端付近では左向きである。すなわち電流の向きは一様でなく、反対の向きの乱れがあるため H 面のビーム幅が広がると考えられる。

つまり、AMC 反射板ダイポールアンテナのユニットセルの最適配置範囲では、電流の向きが一様な分布を実現できるユニットセルの配置範囲であるため、 H 面においても鋭い単方向性のビームを形成でき、指向性利得が高くなるといえる。

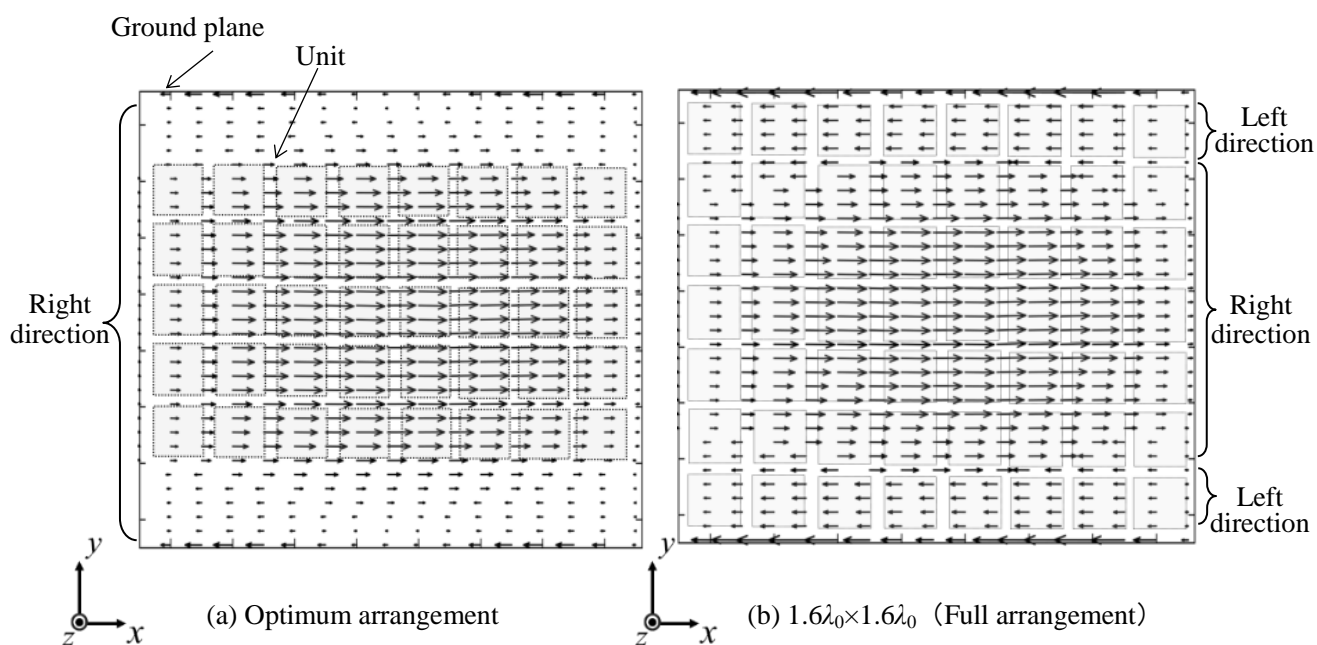


図 5.9 地板上での電流分布(ベクトル表示)

5.4 ユニットセルの構造がアンテナ特性に及ぼす影響

次に、ユニットセルの周期 p をパラメータとして、ユニットセルの配置範囲 L_u/λ_0 が z 軸方向の指向性利得へ及ぼす影響を図 5.10 に示す．ここで、地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ 、AMC の厚さ $h=0.088\lambda_0$ および AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 $h_a=0.03\lambda_0$ とし、ユニットセルの配置法は正方形配置としている．また、各周期のユニットセルの AMC 反射板は周波数 f_0 で PMC 特性をもつようにパッチの辺長が設定されている．図 5.10(a) お

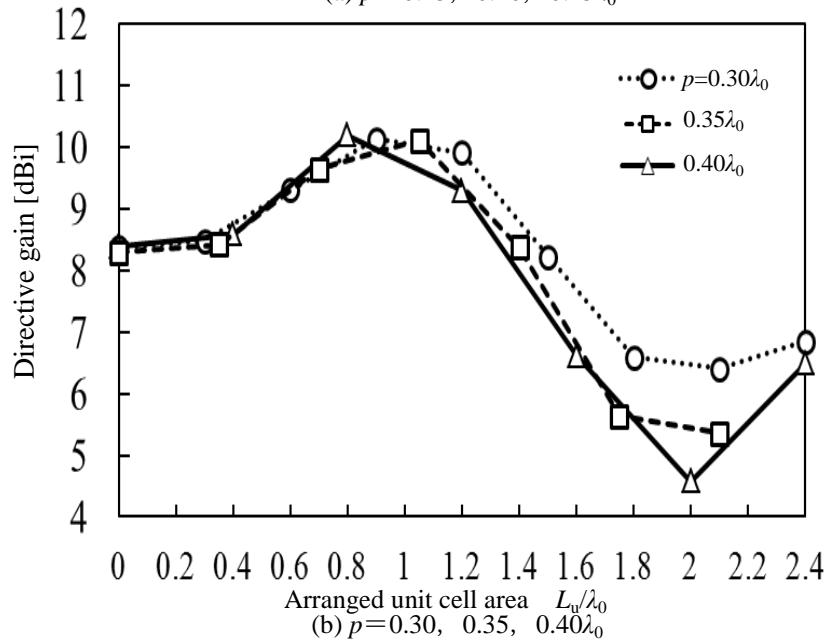
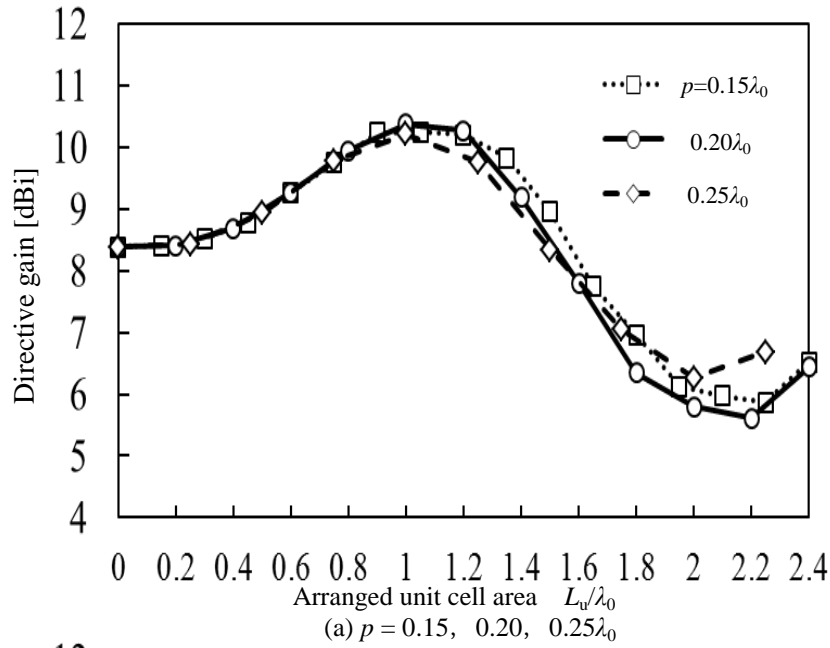


図 5.10 パッチ型 FSS のユニットセルの配置範囲が指向性利得に及ぼす影響

よび図 5.10(b)はそれぞれ，周期 $p=0.15, 0.20, 0.25\lambda_0$ の場合および周期 $p=0.30, 0.35, 0.40\lambda_0$ の場合の解析結果を示している．また，ユニットセルの周期 p により実現できる配置範囲が異なる．

図 5.10 から，各ユニットセルの AMC 反射板付ダイポールアンテナの z 軸方向の指向性利得の変化の傾向はユニットセルの周期 p に依らず同じであることがわかる．また，各 AMC 反射板のユニットセルの配置範囲 $1.0\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ 付近で，指向性利得が高くなっている．したがって，指向性利得が高い正方形配置は $1.0\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ であり， z 軸方向の指向性利得は 3.1 で得られた約 10.3dBi と同じある．この正方配置範囲を実現できるユニットセルの周期 p は， $0.2\lambda_0$ と $0.25\lambda_0$ である．

次にユニットの形状が AMC 反射板付アンテナの指向性利得に及ぼす影響を明らかにする．図 5.11 は周期 $p=0.2\lambda_0$ のユニットで形状が異なる解析モデルである．図 5.11(a), (b)および(c)はそれぞれ，パッチ型，ループ型およびクロス型 AMC のユニットセルである．各ユニットセルの辺の長さなどは図 5.10 と同様に周波数 f_0 で PMC 特性をもつように設計している．

図 5.12 に各ユニットを用いた AMC の配置範囲が指向性利得に及ぼす影響を示す．図 5.12 において AMC の厚さとアンテナ間距離は図 5.10 と同様である．

図 5.12 より，図 5.12 と同様に各ユニットの配置範囲が指向性利得に及ぼす影響はほぼ同じ傾向であることがわかる．さらにパッチとループ型 AMC の指向性利得は同じであることがわかる．一方クロス型は指向性利得が低い，ピークの構成である最適配置範囲はパッチ型およびループ型と変わらない．つまり，ユニットの形状も周期と同様に最適配置範囲に影響しないことがわかる．また，異なる AMC の厚さ，アンテナ間距離において解析した場合でも同様の結果が得られた．そのため最適配置範囲はユニットの形状に依存しない．また，本章の結果より，パッチ型ユニットセルを用いて構成することが有効であるといえる．VSWR 特性についても同様である．

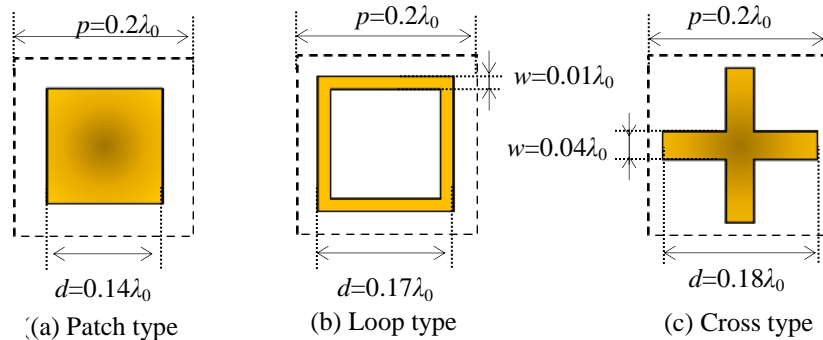


図 5.12 ユニットセルの形状

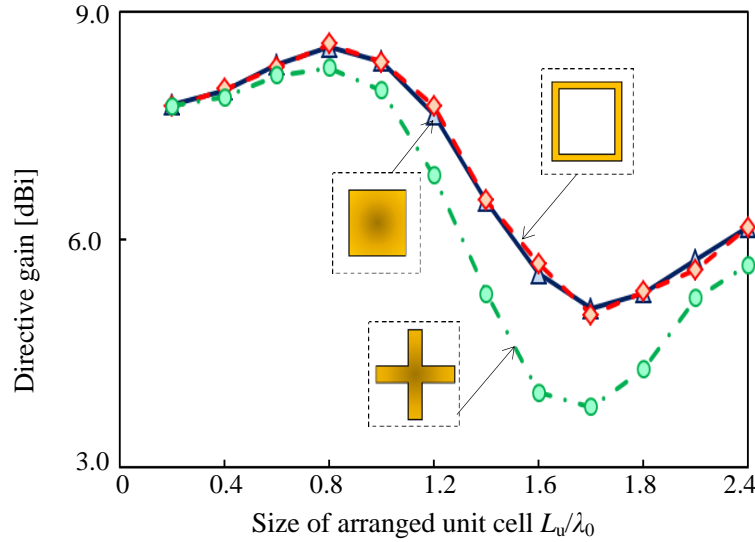


図 5.12 各ユニットセルの AMC 配置範囲が指向性利得に及ぼす影響

5.5 AMC 反射板の厚さがアンテナ特性に及ぼす影響

次に、AMC の厚さ h をパラメータとしてユニットセルの最適配置範囲と z 方向の指向性利得の関係を図 5.13 に示す。ここで、地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ 、ユニットセルの周期 $p=0.2\lambda_0$ および AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 $h_a=0.03\lambda_0$ としている。各厚さの AMC は周波数 f_0 で PMC 特性をもつようにユニットセルの辺長が設定されており、AMC の厚さは低姿勢設計できている $0.25\lambda_0$ 以下を対象としている。また、パッチ型ユニットセルの周期 $p=0.2\lambda_0$ では周波数 f_0 において PMC 特性を実現出来る低姿勢化限界は厚さ $h=0.057\lambda_0$ であるが、大きいユニットセルサイズを用いることで更なる低姿勢化が可能である。

図 5.13 から、指向性利得は AMC の厚さ h が薄いほど高くなっていることがわかる。これは、最適配置範囲が広いことにより、位相が均一となる開口面積が広くなり、さらに AMC の厚さ h が薄いため、ダイポールアンテナと地板の距離が短く、電流強度も強くなるためである。

一方で、ユニットセルの最適配置範囲は AMC の厚さ h により異なることがわかる。AMC の厚さ h が薄い場合、最適配置範囲の x , y 方向ともに広がっている。これは、AMC の厚さ h が変化することにより、ダイポールアンテナから地板までの距離が変化し、地板上での電流の向きが一様である分布を実現できる範囲も変化することが原因である。さらに、 x 方向の最適配置範囲は y 方向より広い。つまりどの AMC の厚さ h においても長方形配置が高利得に対して有

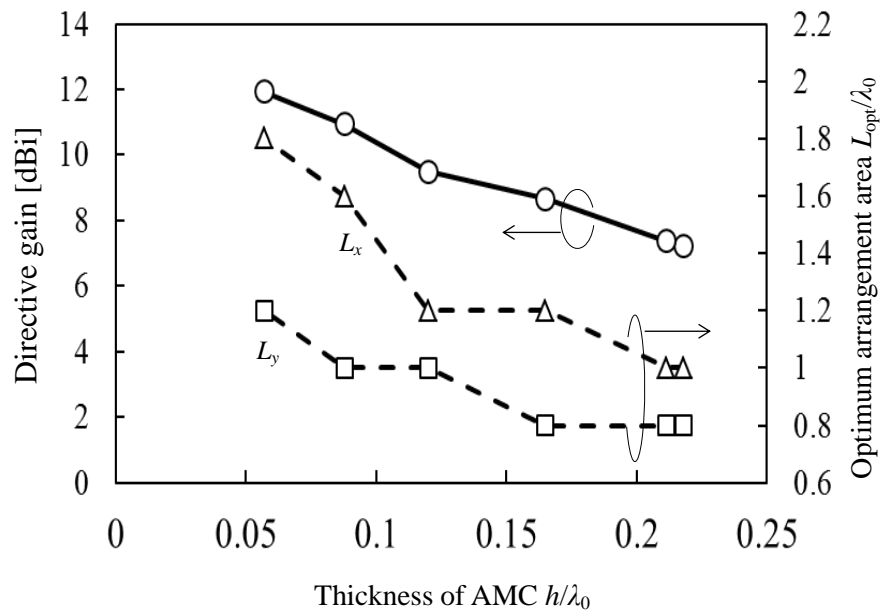


図 5.13 AMC の厚さとユニットセルの最適配置の関係

効であるといえる． x 方向の最適配置範囲が広い原因は，ダイポールアンテナの電流方向であるため，ユニットセルの配置範囲による電流分布の乱れが起きにくいと考えられる．

図 5.13 の各厚さの最適配置範囲の AMC 反射板付ダイポールアンテナの $VSWR$ 特性を，図 5.14 に示す．図 5.14 において給電点のインピーダンスは 75Ω である．

図 5.14 より，どの厚さの AMC 反射板付ダイポールアンテナでも周波数 f_0 で $VSWR < 1.5$ を実現できていることがわかる．そのため，どの厚さの AMC 反射板も基本的には理想的な PMC 表面として動作していると考えられる．

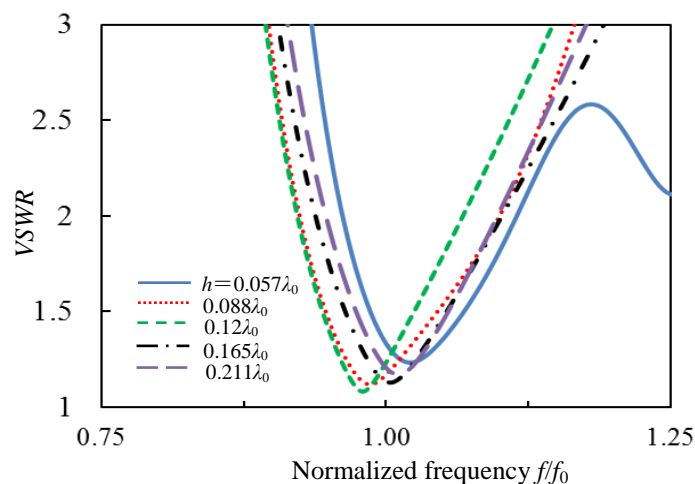


図 5.13 各厚さの AMC の $VSWR$ 特性

また、 $VSWR$ の値が最も小さい周波数に若干のばらつきがある。これ AMC の厚さが異なり、最適配置範囲が異なるためダイポールアンテナの給電部分が、パッチ型ユニットセルの真上または間隙に配置される場合がある。そのため結合の影響が変化し、ばらつきが生じると考えられる。

次に、AMC の厚さ h/λ_0 とユニットセルの周期 p/λ_0 をパラメータとして、各 AMC 反射板付ダイポールアンテナの最適配置範囲で得られる z 軸方向の指向性を図 5.15 に示す。ここで、地板の大きさ L と AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 h_a は図 5.13 と同じで大きさは固定している。また、各厚さの AMC のパッチの辺長は周波数 f_0 で PMC 特性をもつように設定されている。図 5.13 のパッチ型ユニットセルの周期 $p=0.2\lambda_0$ では周波数 f_0 において PMC 特性を実現出来る低姿勢化限界は厚さ $h=0.057\lambda_0$ であるが、大きいユニットセルを用いることで更なる低姿勢化が可能である。図 5.15 中の、斜線の領域は設計周波数 f_0 で、PMC 特性を実現できない範囲を示している。

図 5.15 より、得られる最大の指向性利得は厚さ h に依存していることがわかる。さらに、AMC の厚さ $h > 0.10\lambda_0$ において、各周期 p のユニットセルを用いた AMC 反射板付ダイポールアンテナの得られる指向性利得は、各厚さで大きく変化しないことがわかる。これは、AMC が厚い場合は、ユニットセルの配置範囲による指向性利得の変化が緩やかなためである。

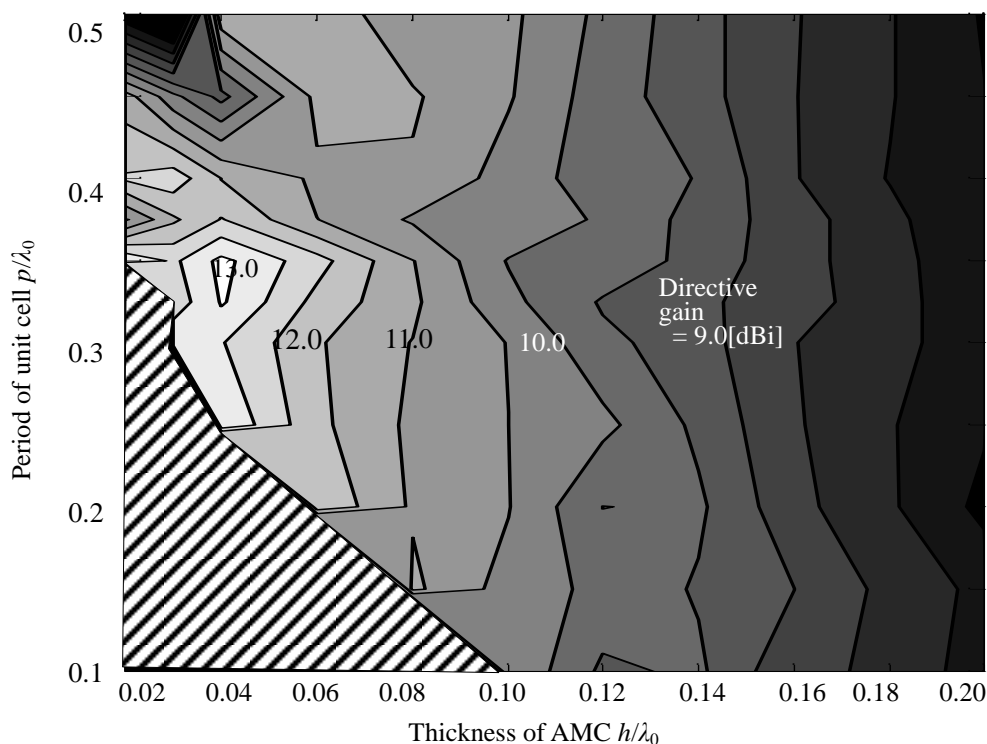


図 5.15 AMC の厚さとユニットセルの周期が指向性利得に及ぼす影響

一方で、AMC の厚さ $h \leq 0.10\lambda_0$ の場合は、得られる指向性利得は、ユニットセルの周期 p に依存していることがわかる。これは、AMC の厚さが薄い場合は、ユニットセルの配置範囲による指向性利得の変化が急峻なためである。さらに、周期 $p=0.35\lambda_0$ で AMC の厚さ $h=0.04\lambda_0$ の場合で最も指向性利得は高くなっている。この構成の配置範囲は $1.75\lambda_0 \times 1.05\lambda_0$ で、得られる指向性利得は、約 13.1dBi である。

通常は図 5.13 に示した様に薄い AMC 反射板を用いた場合に、 z 軸方向の指向性利得は高くなる傾向を示す。しかし、薄い AMC 反射板は大きい周期 p でしか実現できないため、実現できる配置範囲に限られる。そのため、図 12 で最も指向性利得が高い構成は、厚さ h と周期 p および実現できる配置範囲の関係により、得られる最適な構成である。

5.6 AMC 反射板とアンテナとの距離がアンテナ特性に及ぼす影響

次に、AMC 反射板とアンテナとの距離 h_a をパラメータとしてユニットセルの配置範囲 L_x/λ_0 と z 方向の指向性利得の関係を図 5.16 に示す。ここで、地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ とし、ユニットセルの周期および AMC 反射板の厚さはそれぞれ、5.5 章で得られた最適な構成の $p=0.35\lambda_0$ および $h=0.04\lambda_0$ と固定する。また、ユニットセルの配置範囲は $L_x \times 1.05\lambda_0$ とし、 x 方向のユニットセルの配置範囲を変化させている。

図 5.16 から、各アンテナ間距離 h_a において、ユニットセルの配置範囲による指向性利得の変化は同様であることがわかる。さらに、各アンテナ間距離 h_a のユニットセルの指向性利得が高くなる配置範囲は、図 5.15 で得られたように $1.75\lambda_0 \times 1.05\lambda_0$ で変化しない。つまり、ユニットセルの配置範囲による指向性利得の変化の傾向は、アンテナ間距離 h_a の影響を受けないといえる。これはアンテナ間距離を変化させた場合、図 8(a) の電流の様な分布は、大きく変化しないことが原因であると考えられる。

また、同じ配置範囲の構成の場合はアンテナ間距離 h_a が短いほど指向性利得は高くなっている。このアンテナ間距離 h_a による指向性利得の増加は、距離 h_a で生じる位相回転量の影響である。理想状態である $h_a=0$ のように距離が短いほど、ダイポールアンテナからの直接波と AMC 反射板での反射波の同相の関係が実現でき指向性利得が高くなると考えられる。しかし、実際には基板上にアンテナが接触し、構成できないため $h_a \cong 0$ が最適である。そのため本論文では、高利得化のための AMC 反射板とアンテナとの距離 h_a の最適値を $h_a=0.01\lambda_0$ としている。

一方、整合については理想状態に近いアンテナ間距離 $h_a \cong 0$ において最も整合がとれ、かつ図 5.16 のどの構成においても整合がとれる。これは、 h_a が波長に対して長すぎないため、距離 h_a で生じる位相回転量が少なくダイポールアンテナとの結合が小さいためであると考えられる。

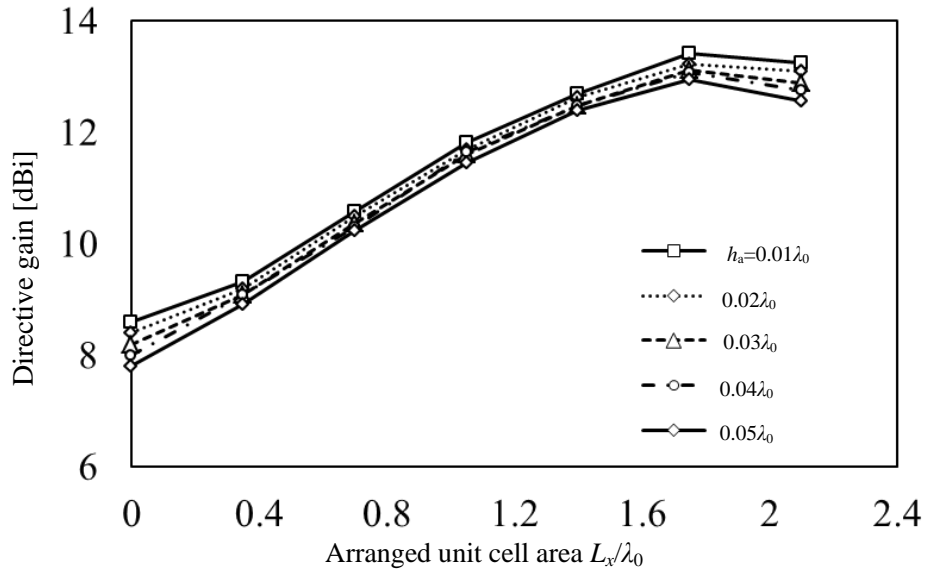


図 5.16 アンテナ間距離と配置範囲の関係

さらに、図 5.16 で得られた最も指向性利得の高い構成の地板の大きさ L を最適化した結果、 $L=2.2\lambda_0$ となり z 軸方向の指向性利得は 13.6dBi であった。

5.7 むすび

本章では、高利得化に適した AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成を明らかにした。パッチ型 AMC 反射板を用いて、FSS のユニットセルの配置範囲、AMC の厚さおよびユニットセルの周期などの構成パラメータが AMC 反射板付ダイポールアンテナの z 軸方向の指向性利得に及ぼす影響について検討した。

検討の結果、 z 軸方向の指向性利得はユニットセルの配置範囲に大きく依存していることがわかった。さらに最も指向性利得が高くなる AMC 反射板のユニットセルの最適な配置範囲が存在することを示し、最適配置範囲 L_{opt} とした。また、最適配置範囲はダイポールアンテナの電流方向に範囲が広い、長方形配置であることを示した。地板上の電流分布から、最適配置範囲で指向性が最も高くなる要因を明確にした。

さらに、ユニットセルの最適配置範囲を用いた上で、地板の大きさ L を $L \geq L_{\text{opt}}$ の大きさに最適化することにより、更なる高利得化が可能であることも示した。

次に、同じ厚さ h の AMC においてユニットセルの周期 p が異なる場合の、ユニットセルの配置範囲が指向性利得に及ぼす影響を明らかにした。同じ厚さで周波数 f_0 におい

て PMC 特性を実現している AMC 反射板であれば、配置範囲が指向性利得に及ぼす影響は変化しないことを示した。

次に、AMC の厚さ h と最適配置範囲が指向性利得に及ぼす影響を明らかにした。高利得化のためには AMC を薄く設計し、対応した長方形配置の最適配置範囲を用いることが有効であることを示した。さらに、AMC の厚さ h とユニットセルの周期 p によって決まる低姿勢化限界と配置範囲の実現性の関係から、最適な構成が得られた。得られた最適な周期 p と AMC の厚さ h は、それぞれ $0.35\lambda_0$ と $0.04\lambda_0$ であり、配置範囲は $1.75\lambda_0 \times 1.05\lambda_0$ であった。

AMC-アンテナ間距離が指向性利得に及ぼす影響を解析し、アンテナ間距離 $h_a \cong 0$ が最適であることを示した。さらに、アンテナ間距離が変化してもユニットセルの配置範囲が指向性利得に及ぼす影響の傾向は変化しないことがわかった。

各設計パラメータの影響について解析し、最適構成つなげる設計指針を示した。さらに、設計指針に従い AMC 反射板付ダイポールアンテナを設計することにより最も指向性利得が高い構成を設計することが出来る。最も指向性利得が高い AMC 反射板付ダイポールアンテナの構成は、地板の辺長 $L=2.2\lambda_0$ 、ユニットセルの周期 $p=0.35\lambda_0$ 、AMC 反射板とダイポールアンテナの距離 $h_a=0.01\lambda_0$ および AMC 反射板の厚さ $h=0.04\lambda_0$ で、配置範囲は $1.75\lambda_0 \times 1.05\lambda_0$ であり、 z 軸方向の指向性利得は 13.6dBi であった。

文献

- [1] 陸田裕子, 新井宏之, 恵比根佳雄, “反射板付ダイポールアンテナの FB 比に対する反射板形状の最適化,” 信学技報 A・P2001-27, May 2001.
- [2] D. Sievenpiper, “High-impedance electromagnetic surfaces,” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [3] 石原照也 監修, “メタマテリアル-最新技術と応用,” シーエムシー出版, 2007.
- [4] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, “Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications,” IEEE Trans. AP, vol.51, No.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.
- [5] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, “Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas,” IEEE Trans. AP, vol.53, No.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [6] Y. Rahmat-Samii, “Metamaterials in Antenna Applications: Classifications, Designs and Applications”, iWAT2006, New York, USA, pp.1-4, Mar. 2006.

- [7] 村上靖宜, 堀 俊和, 川上由紀, 藤元美俊, 山口 良, 長 敬三, “誘電体層を用いた人工磁気導体の帯域特性,” 信学技報, A・P2011-19, May 2011.
- [8] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces – Theory and Design,” New York: Wiley, 2000.
- [9] T. K. Wu, “Frequency Selective Surface and Grid Array,” New York: Wiley, 1995.
- [10] 升田康晴, 山田亜希子, 井上和弘, 桧垣 誠, 田邊正宏, “EBG 基板上の広帯域ダイポールアンテナの放射に関する検討,” 信学技報, A・P2010-185, Feb. 2010.
- [11] 小柳智之, 山本 学, 野島俊雄, “EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ,” 信学論 (B), vol. J94-B, No.9, pp. 1133-1145, Sept. 2011.
- [12] 林 勝也, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, “金属板装荷 FSR における等価回路を用いた反射特性と AMC 基板への適用,” 信学論 (B), vol. J96-B, No.9, pp. 1010-1018, Sept. 2013.

第 6 章 人工磁気導体反射板を用いた 板状ダイポールアンテナの特性改善

6.1 まえがき

近年，メタ・サーフェス技術を用いたアンテナの研究が盛んに行われている．メタ・サーフェス技術を用いることで，アンテナの薄型化や高利得化が実現できるため様々な分野のアンテナに応用が期待されている[1][2]．また，通信速度の向上のため，メタ・サーフェスを用いた高周波・広帯域におけるアンテナの設計が望まれている．第 5 章では，基本アンテナであるダイポールアンテナを用いて AMC 反射板の設計を行った．しかし，ダイポールアンテナは狭帯域特性であるため，更なる帯域特性の完全を行う必要がある．本章では，アンテナをダイポールアンテナより広帯域な板状ダイポールアンテナとし，人工磁気導体反射板付板状ダイポールアンテナの最適設計を行う．前章とは，異なり指向性利得だけではなくアンテナの帯域特性についても着目する．

6.2 AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの基本構成

6.2.1 AMC 反射板付帯域アンテナの構成における問題点

前章で示したダイポールアンテナにおいて図 6.1(a)に示すように，アンテナの共振周波数 f_0 と PMC 特性を示す周波数を合わせて設計することにより，高利得化と低姿勢化を実現していた．しかし，図 6.1(b)のように使用するアンテナをダイポールアンテナより広い帯域特性をもつアンテナにした場合，動作帯域の中心周波数 f_0 では直接波と反射波の同相が実現できるがそれ以外の周波数 f_1 および f_2 では，メタ・サーフェスは PMC 特性を実現できていないため，同相の関係が実現できない．つまり，動作帯域周波数内のある周波数 f_0 では，放射指向性利得を高くすることができるが，それ以外の周波数 f_1 および f_2 では低下することが考えられる．

また広帯域特性をもつアンテナに対してメタ・サーフェス反射板を用いて設計した研究も行われているが，反射板の反射位相が放射指向性とアンテナのインピーダンス特性に及ぼす影響が明らかにされていない[3],[4]．

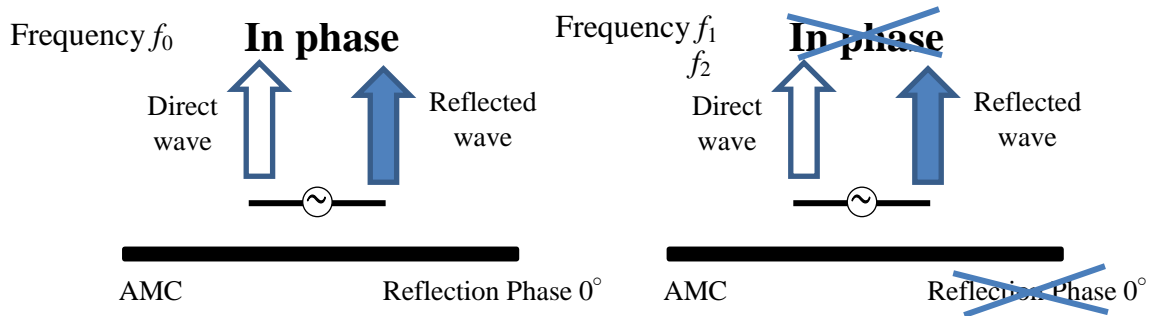


図 6.1 AMC 反射板付帯域アンテナの構成における問題点

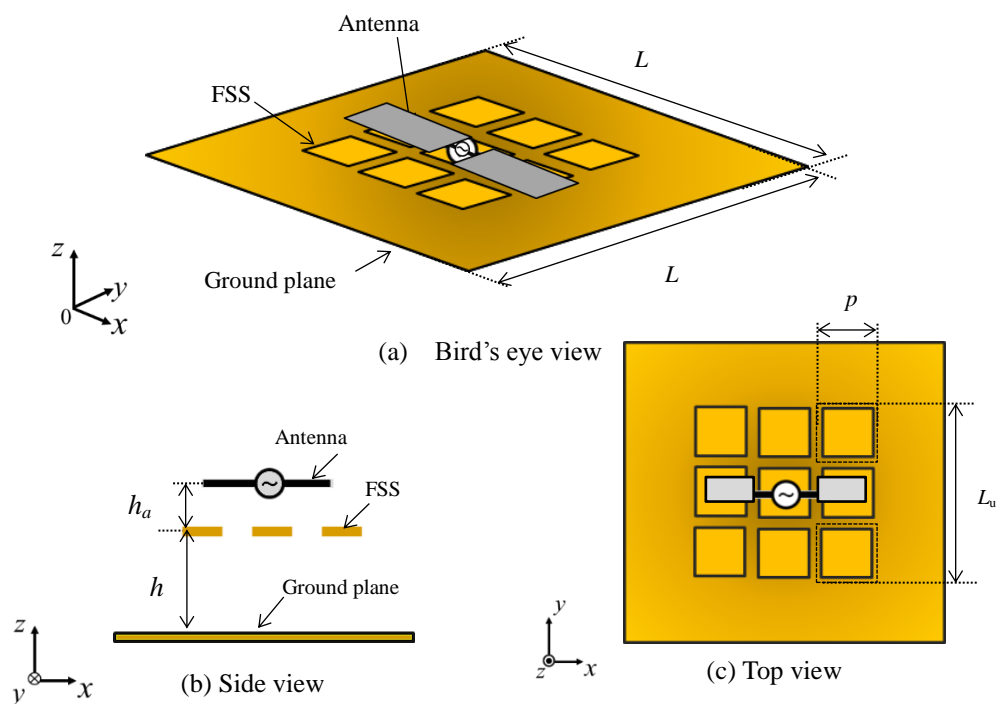


図 6.2 AMC 反射付板板状ダイポールアンテナの構成

6.2.2 AMC 反射板付帯域アンテナの解析モデル

図 6.2 に AMC 反射付板板状ダイポールアンテナの解析モデルを示す．励振素子である板状ダイポールアンテナの共振の中心周波数を f_0 とする(波長 λ_0)．また，帯域については周波数 $0.75 f_0 \sim 1.25 f_0$ における特性に着目する．この場合の比帯域幅は，50%である．板状ダイポールアンテナのアンテナ幅 w を広くすることにより，アンテナの動作帯域を広くすることが出来ることが明らかにされている．また，AMC の地板の辺長を $2.4\lambda_0$ とし固定する．AMC のユニットセルの配置範囲を $L_u \times L_u$ ，AMC 表面とダイポー

ルアンテナとの距離を h_a とする．ユニットセルの配置範囲は地板の辺長以下 ($L_u \leq L$) である．AMC の厚さは h ，ユニットの周期を p とする．ここで，AMC のユニットセルの配置範囲 $L_u \times L_u$ はユニットの周期 p とユニットを配置する数により決まる．本論文では各パラメータがアンテナ特性に及ぼす影響を明らかにする．解析には FDTD 法 (EEM-FDTD) を用いる．

6.2.3 板状ダイポールアンテナの特性と人工磁気導体反射板の構成

図 6.3 に，板状ダイポールアンテナ単体における基本特性を示す．図 6.3 は，アンテナの幅 w を $0.14\lambda_0$ とした場合の解析結果である．図 6.3(a) と図 6.3(b) より，板状ダイポールアンテナの $VSWR \leq 1.5$ の比帯域幅は約 20% であり，周波数 $0.75f_0$, $1.0f_0$ および $1.25f_0$ における放射パターンはほぼ変化がないことがわかる．

6.2.1 で述べたように AMC 反射板が PMC 特性をもつ周波数を変化させることによって AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの特性が変化すると考えられる．そこで，本章では AMC の反射板の反射位相もパラメータとして考える．

6.3 AMC 反射板の構成がアンテナ特性に及ぼす影響

6.3.1 AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの反射板の反射位相特性

図 6.4 に検討する AMC 反射板の反射位相の基本構成を示す．図 6.4 の横軸と縦軸はそれぞれ，規格化周波数と反射位相である．図 6.4 において $1.25f_0$, $1.0f_0$ および $0.75f_0$ で反射位相 0° を示す AMC 反射板をそれぞれ，反射板①，反射板②および反射板③と呼ぶ．まずは，この 3 つの反射板を用いた検討を行う．それぞれの AMC 反射板の厚さ $h=0.165\lambda_0$ であり，アンテナ間距離 $h_a=0.03\lambda_0$ およびユニットセルの周期 $p=0.2\lambda_0$ で固定しており，パッチ辺長を変化させて各反射位相を実現している．また，それぞれの構成は無限に配置した場合の解析結果である．

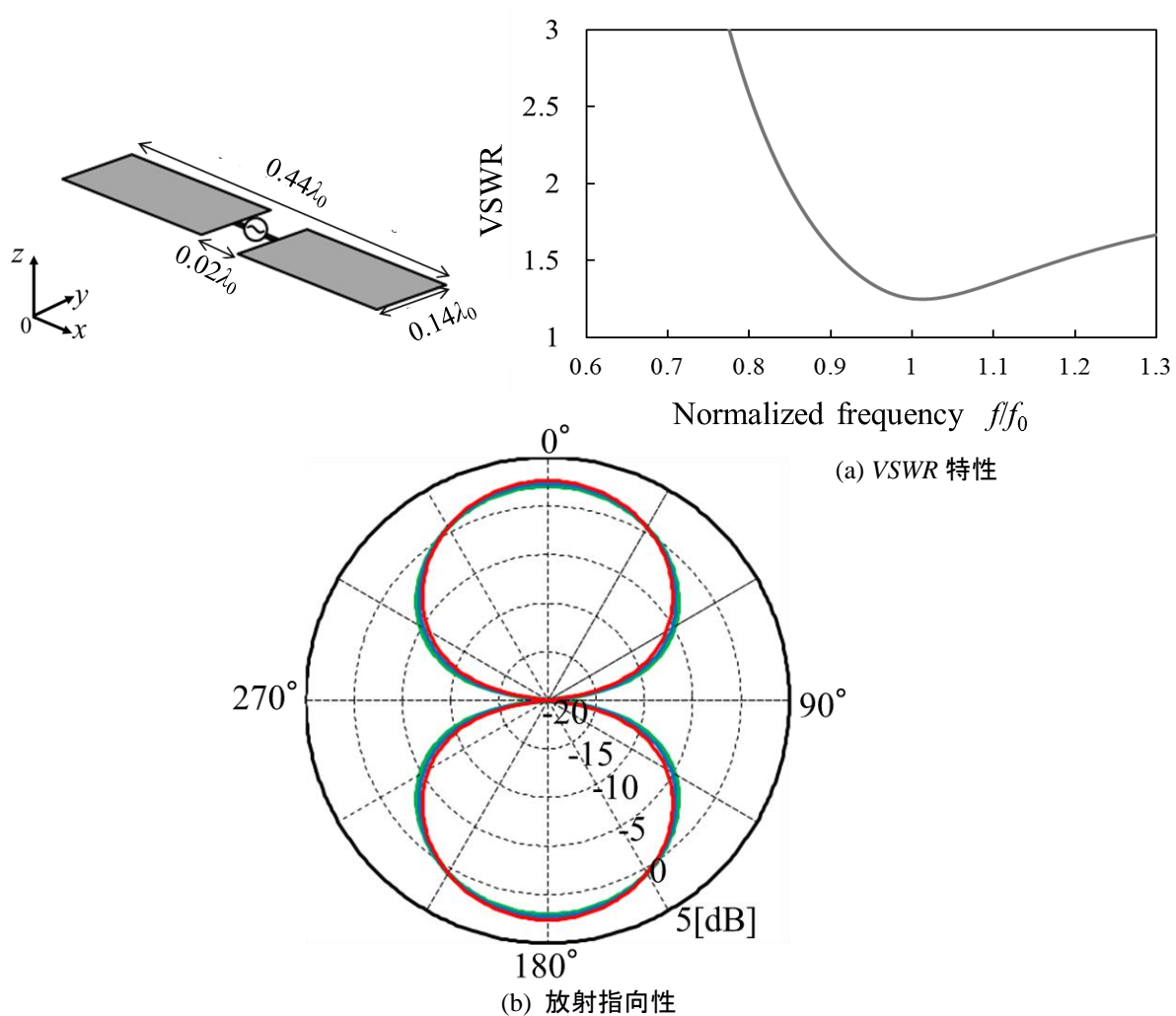


図 6.3 板状ダイポールアンテナの構成と基本特性

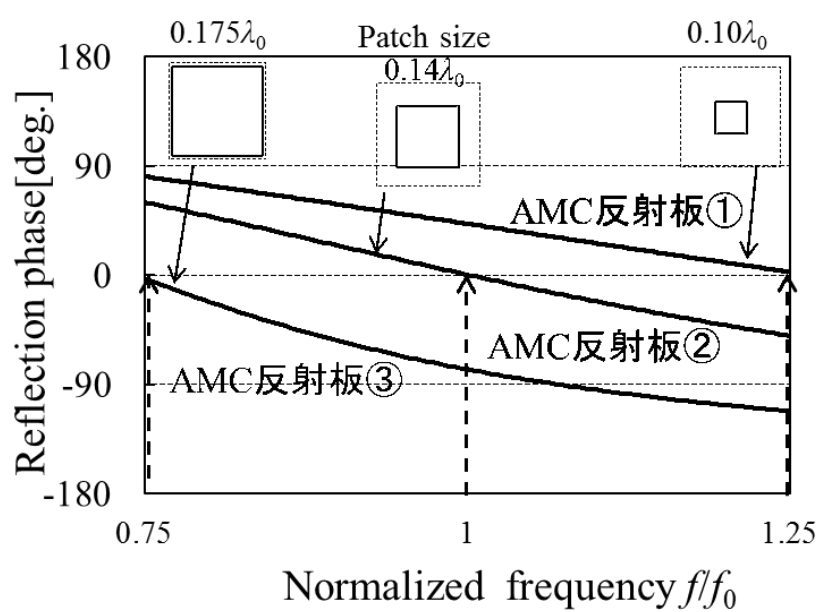


図 6.4 AMC 反射板の反射位相特性

6.3.2 AMCのユニットセルの配置範囲と反射特性が指向性利得に及ぼす影響

図 6.5 に各反射板を用いた場合の、ユニットセルの配置範囲が天頂方向の指向性利得に及ぼす影響を示す．図 6.5 の解析結果は地板の辺長 $L=2.4\lambda_0$ の場合の解析結果である．また、指向性利得は周波数 $0.75f_0$ 、 $1.0f_0$ および $1.25f_0$ における解析結果である．図 6.5(a), (b)および(c)はそれぞれ、反射板①、②および③の解析結果を示す．また、図 6.5 において、 $L_u=0$ の場合は、PEC 反射板付アンテナの解析結果である．

図 6.5 より反射板③においてユニットの配置範囲の影響を受けにくく、各周波数において天頂方向の指向性利得の変化が少ないことがわかる．一方で、反射板①と②は、高周波の指向性利得ほどユニットの配置範囲による変化が大きく、指向性利得が低下する配置範囲が存在する．指向性利得が大きく低下する原因は、5 章で示したようにビーム割れが生じ、天頂方向の指向性利得が低下するからである．さらに、各周波数で最も

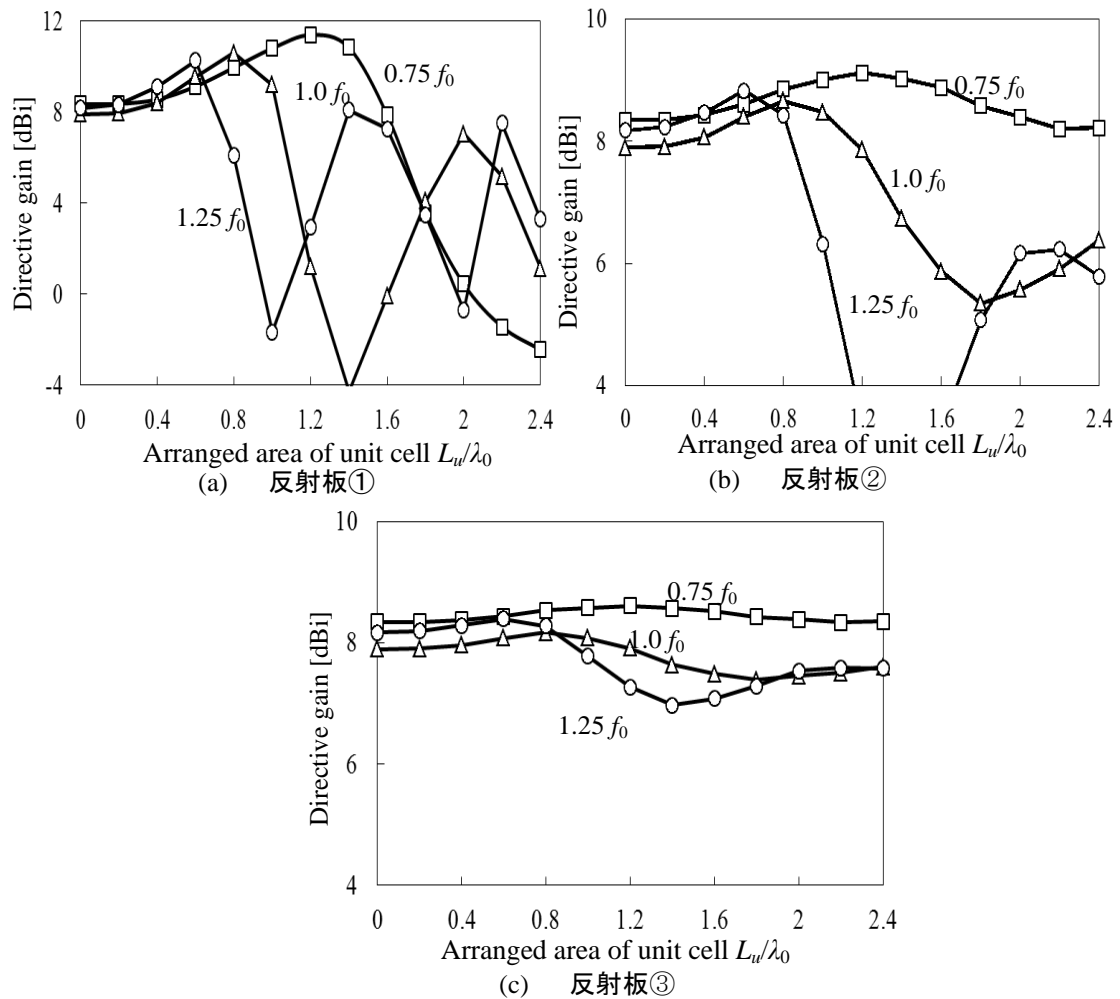


図 6.5 各反射板の指向性利得

指向性利得が高いユニットの配置範囲が存在することがわかる．周波数 $0.75f_0$ の場合，どの反射板においても最も指向性利得が高いユニットの配置範囲は $1.2\lambda_0$ である． $1.0f_0$ と $1.25f_0$ の場合は，最も指向性利得が高い配置範囲は，それぞれ $0.8\lambda_0$ と $0.6\lambda_0$ であり，各反射板で同じある．つまり，最も指向性利得が高いユニットの配置範囲は，AMC の反射位相による影響が少ないといえる．これは，他の周波数で設計した AMC を用いた場合もほぼ同じ結果が得られた． $0.75f_0 \sim 1.25f_0$ の帯域にわたり，ビーム割れが生じないように高い周波数の最も指向性利得が高い配置範囲 $L_u \times L_v = 0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ を最適配置範囲とする．

6.3.3 AMC の反射位相が帯域特性に及ぼす影響

図 6.6 に各 AMC 反射板を用いた場合の AMC 反射板付アンテナの VSWR 特性を示す．ここで，アンテナの給電点インピーダンスは 75Ω としている．また，各 AMC 反射板のユニットセルの配置範囲は図 6.5 で得られた最適配置範囲 $L_u \times L_v = 0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ としている．図 6.6 の横軸と縦軸は，それぞれ規格化周波数と VSWR である．図 6.6 の破線は， $VSWR=1.5$ を表している．また，アンテナ単体での $VSWR \leq 1.5$ を満たす帯域は 25% である．

図 6.6 より，反射板①と反射板②および反射板③を用いたアンテナの比帯域幅は，それぞれ 0% と 20% および 22% である．各反射板で用いた構成において，アンテナ単体より比帯域幅が狭いことがわかる．また反射板①から③になるに従い VSWR 特性の低く周波数の傾向が低周波側にシフトしていることがわかる．

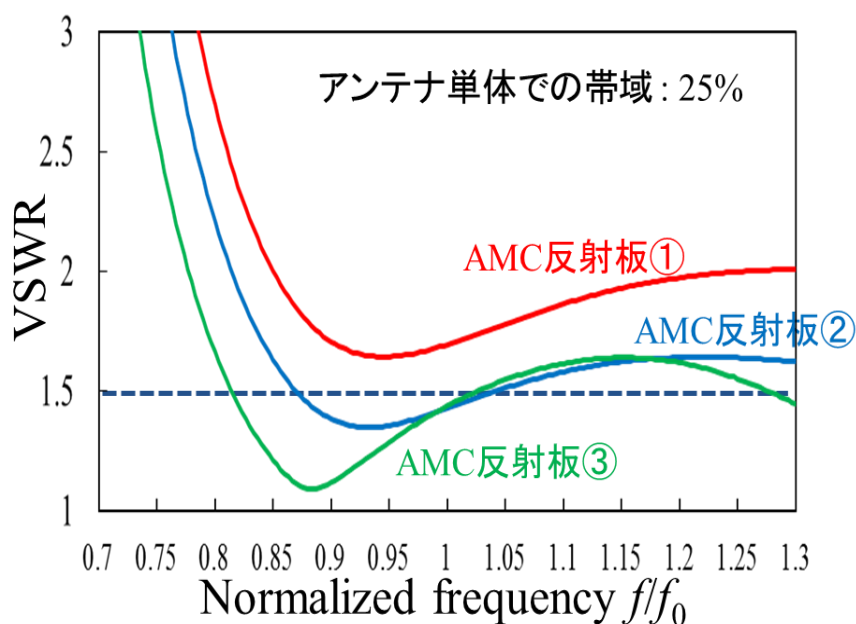


図 6.6 各反射板の VSWR 特性

図 6.7 に、AMC の反射位相が 0° を示す周波数と比帯域幅の関係を示す．ここで、比帯域幅とは、 $VSWR \leq 1.5$ を満たす周波数帯域幅のことである．図 6.7 の横軸と縦軸は、それぞれ AMC 反射板が反射位相 0° を示す周波数と比帯域幅である．図 6.7 の破線と点線はそれぞれ、アンテナ単体と地板のみの場合の比帯域幅である．

図 6.7 より、アンテナの比帯域幅は使用する AMC 反射板の反射位相により変化していることがわかる．AMC 反射板の反射位相 0° を示す周波数が $1.0f_0$ より低い場合に、アンテナの比帯域幅が広がっていることがわかる．一方で、周波数が $1.0f_0$ より高い場合は比帯域幅が 0% になっている．また、アンテナの比帯域幅は反射位相 0° を示す周波数が $0.85f_0$ の場合にピークの値をもち、その値は約 55% である．また、アンテナ単体と地板のみの場合より比帯域幅が広くなり広帯域化が実現できていることがわかる．

広帯域化できる要因はアンテナのインピーダンス特性が変化することにある．図 6.8(a)と図 6.8(b)は、それぞれアンテナ単体と比帯域幅が最も広い反射位相 0° を示す周波数が $0.85f_0$ の場合のインピーダンス特性である．図 6.8 の横軸と縦軸は、それぞれ規格化周波数とインピーダンスである．

図 6.8 より、周波数 $1.0f_0$ 以下においてはアンテナ単体と AMC 反射板付アンテナのインピーダンス特性の差は少ないことがわかる．一方で、周波数 $1.25 \sim 1.5f_0$ 付近で AMC 反射板付アンテナのインピーダンスの虚部が 0Ω に近い値を示していることがわかる．さらに実部も 50Ω 付近で一定に近い値を示している．このインピーダンスの変化の影響により比帯域幅が広くなるといえる．また、このインピーダンスの虚部が変化するのはアンテナの共振モードとは異なるモードが生じていると考えられる．

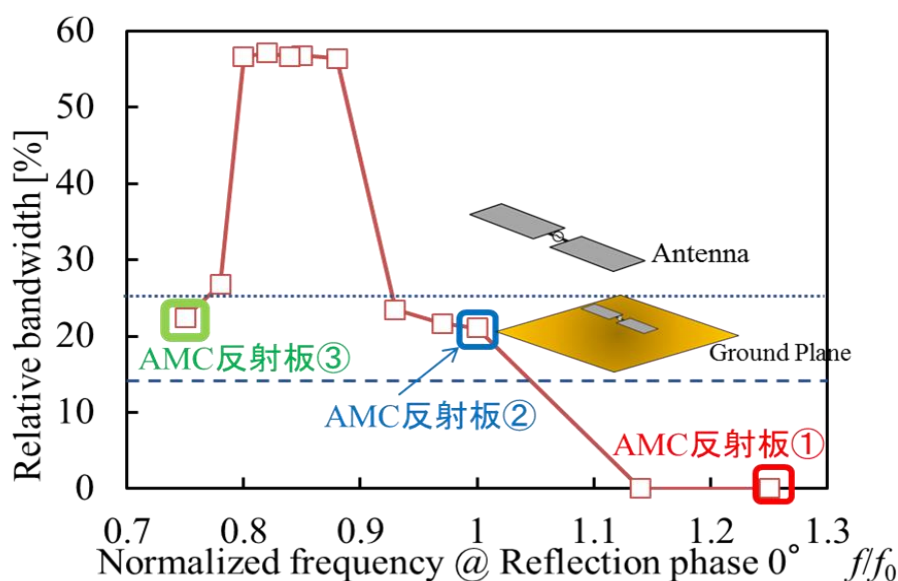


図 6.7 AMC の反射位相と比帯域幅

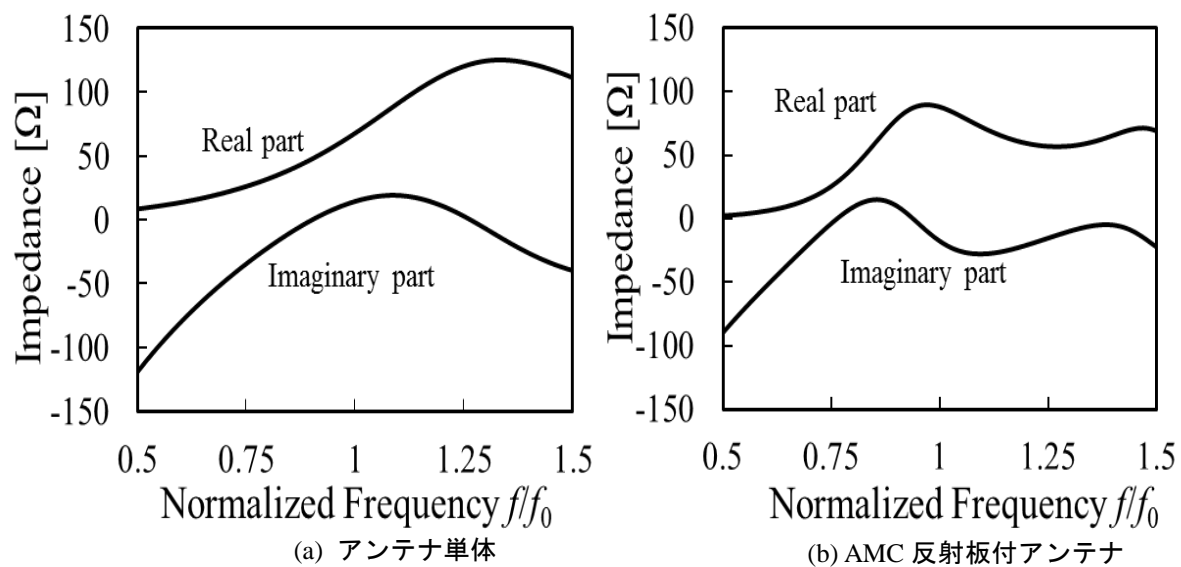


図 6.8 アンテナのインピーダンス特性

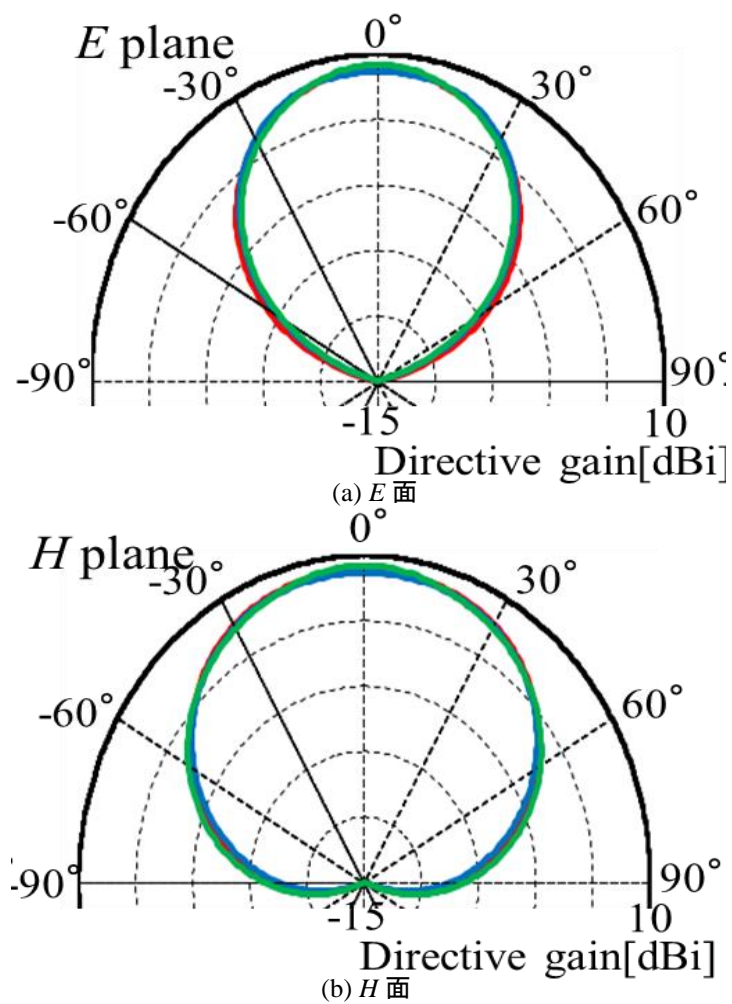


図 6.9 最適構成における放射特性

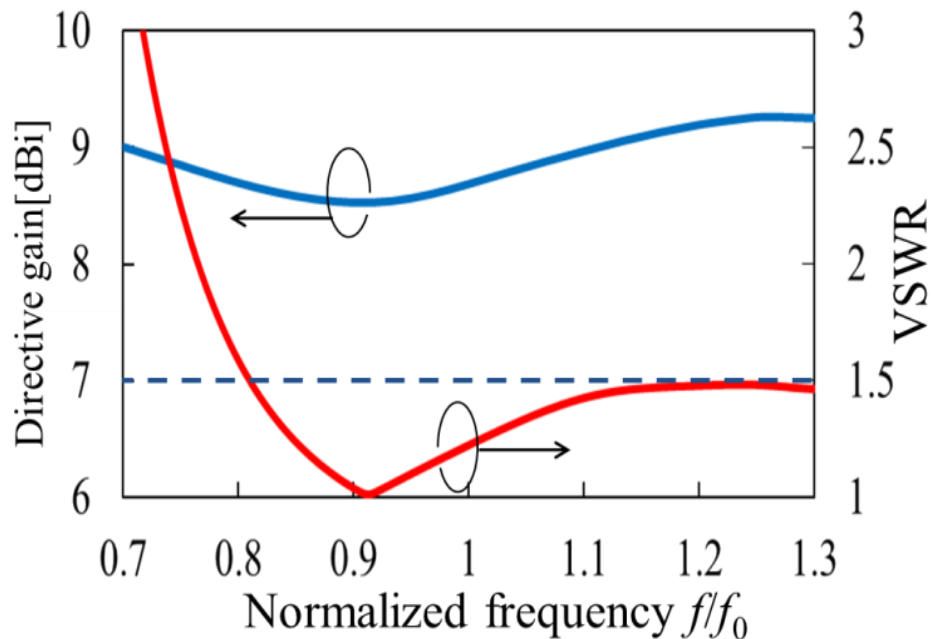


図 6.10 最適構成におけるアンテナ特性

図 6.4 と図 6.7 で得られた, AMC 反射板付板状ダイポールアンテナ構成でアンテナの比帯域幅が最も広く天頂方向の指向性利得が高い構成はユニットの配置範囲 $L_u \times L_u = 0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ かつ AMC の反射位相が周波数 $0.85f_0$ で 0° を示す構成である.

図 6.9 に得られた最適な構成の放射指向性を示す. 図 6.9(a)と(b)はそれぞれ, E 面と H 面の放射指向性である. 図 6.8 より, 各周波数で放射指向性がほぼ同じであり単方向性の放射指向が得られる. また-3dB ビーム幅は E 面と H 面においてそれぞれ, 約 60deg. と約 90 deg. である.

次に, 図 6.10 に VSWR と天頂方向の指向性利得の周波数特性を示す. 図 6.10 より, 周波数 $0.75f_0$ では $VSWR < 1.5$ を満たしていないが, 広い帯域で整合がとれることがわかる. また天頂方向の指向性利得は周波数による変動は少なく全帯域にわたり, 約 9.0dBi を得られることがわかる.

6.3.4 異なるアンテナ幅における最適 AMC 反射板の構成

次にアンテナ幅 w を変化させた場合の解析を行う. 一般的にアンテナ幅 w を広くすることにより, アンテナの動作帯域を広くすることが出来る. 図 6.11 にアンテナ幅 $w=0.05\lambda_0$ における解析結果を示す. 図 6.10(a)は反射板②を用いた場合の指向性利得で,

図 6.11(b)は反射板の反射位相を変化させた場合の、比帯域幅である。

図 6.11(a)より、ビーム割れが生じないように高い周波数の最も指向性利得が高い配置範囲は変化しないことがわかる。つまり、最適配置範囲はアンテナ幅に依存しないことがわかる。一方で最大の比帯域幅を示す反射板の反射位相は変化することがわかる。しかし、 $w=0.14\lambda_0$ 反射位相 0° を示す周波数が $1.0 f_0$ より低い AMC 反射板を用いた場合、比帯域幅が広いことがわかる。そのため、反射位相 0° を示す周波数が $1.0 f_0$ より低い AMC 反射板を用いた構成が比帯域幅特性の改善に有効であるといえる。

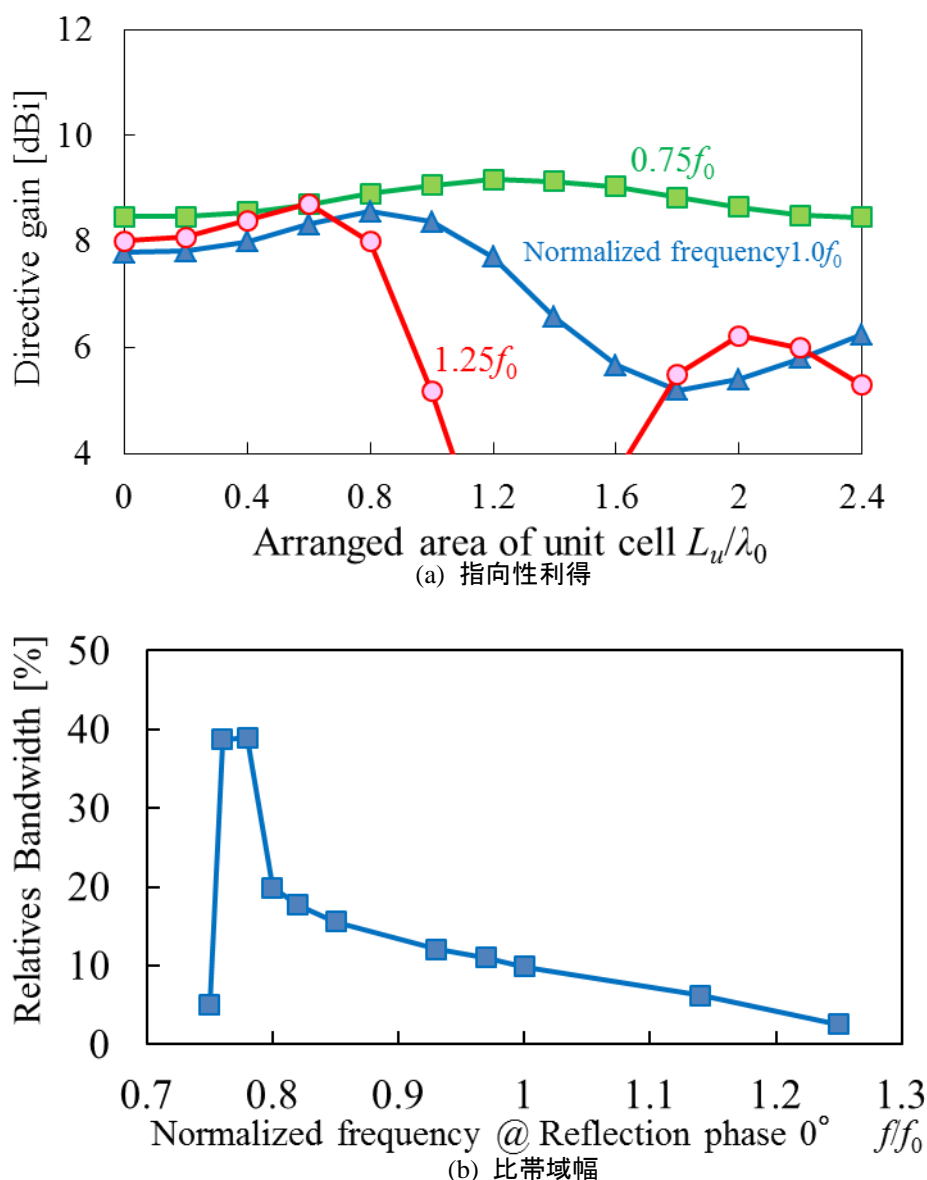


図 6.11 異なるアンテナ幅における特性

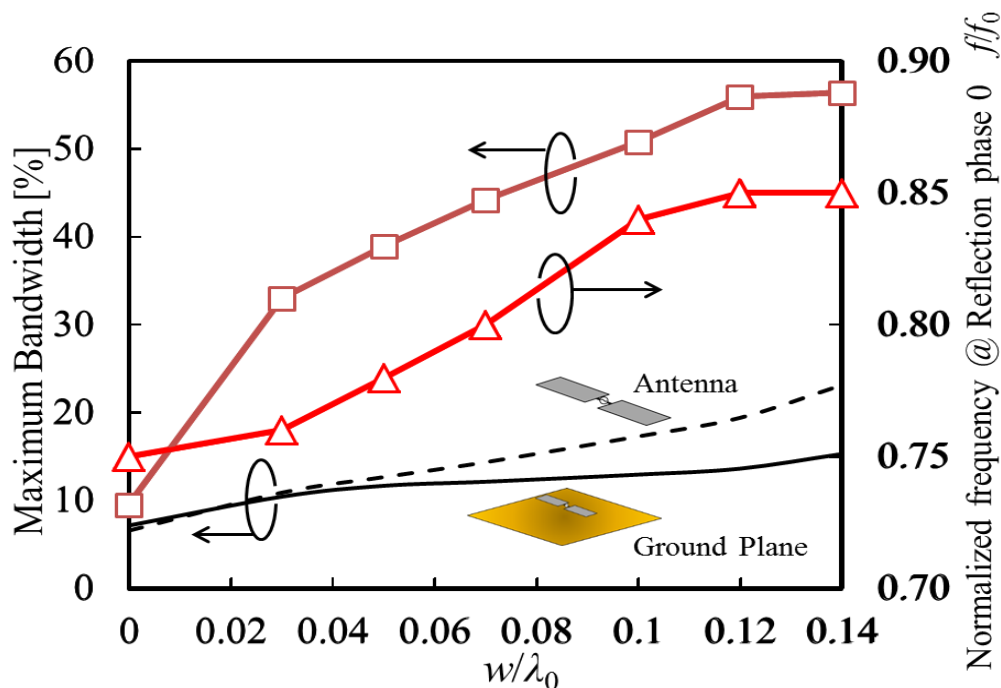


図 6.12 板状ダイポールアンテナの幅と比帯域幅の関係

図 6.12 に板状ダイポールアンテナの幅と比帯域幅の関係を示す．図 6.11 の横軸はアンテナ幅で縦軸は最大の比帯域幅とその場合の AMC 反射板の 0° を示す周波数である．

図 6.12 より，アンテナ幅が広い場合は比帯域幅広いことがわかる．また，どのアンテナ幅においてもアンテナ単体の比帯域幅より広い．さらに最も比帯域幅が広い場合の AMC 反射板の 0° を示す周波数は常に $1.0f_0$ より低く，アンテナ幅が広い場合 $1.0f_0$ に近づくことがわかる．そのため，アンテナの比帯域幅改善のためには AMC 反射板の 0° を示す周波数を $1.0f_0$ より低く設計することが有効であるといえる．

6.4 近似式を用いたインピーダンスの導出

6.4.1 解析モデルと近似式

前節までは，有限の AMC 反射板上にアンテナを配置した解析を行っていた．本節では，理想的な AMC 反射板を考え特に反射位相の影響が大きいインピーダンス特性について近似式を用いて最適設計を行う．

図 6.13 に AMC 反射板付板状アンテナ(中心周波数を f_0 : 波長 λ_0)の解析モデルを示す. AMC 反射板付アンテナのインピーダンスは式 (6.1)で導かれる[5][6][7].

$$Z = Z_{11} + Z_{12}e^{i\phi} \quad (6.1)$$

ここで Z_{11} と Z_{12} はそれぞれ自己インピーダンスと相互インピーダンスである. これらは MOM で解析される. また ϕ は反射板の反射位相である. PMC の場合, ϕ は全ての周波数で 0° である. 一方で理想的な AMC の反射位相は式(6.2)で計算される.

$$\phi = 2\tan^{-1}\left(\frac{1}{\beta k} - \frac{2RBW_{\text{PMC}}f}{f_0}\right) \quad (6.2)$$

$$k = 4\pi\lambda_0 \cdot RBW_{\text{PMC}}/\tan(\pi/4)$$

ここで RBW_{PMC} は反射位相が $\pm 90^\circ$ 以内の比帯域幅である. また β と f はそれぞれ伝搬定数と周波数である. 図 6.14 は式(6.2)の反射位相である.

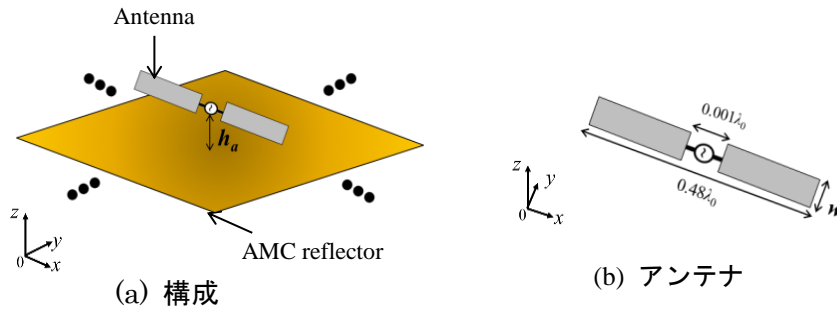


図 6.13 AMC 反射板付板状ダイポールアンテナ

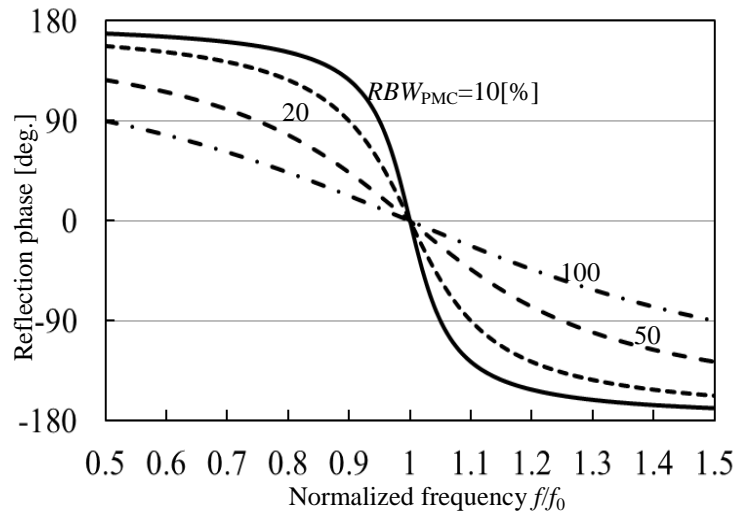


図 6.14 式で導出した反射位相

図 6.15 に式(6.1)と式(6.2)を用いて導出したアンテナのインピーダンスと FDTD 法を用いて解析したインピーダンスの比較を示す．図 6.15 の横軸は規格化周波数で縦軸はインピーダンスである．実線と破線は，それぞれ近似式と FDTD 法の解析結果である．解析モデルのパラメータであるアンテナの幅，アンテナ間距離および RBW_{PMC} はそれぞれ $0.04\lambda_0$ ， $0.02\lambda_0$ および 50% である．また，FDTD においてはパッチ型 AMC を用いて構成した解析結果である．

図 6.15 より，近似式のインピーダンスと FDTD 法のインピーダンスはほぼ同じ傾向であることがわかる．つまり，近似式で得られるインピーダンスは正確であるといえる．特にインピーダンスの虚部の解析結果が良く一致している．一方で，高周波側において解析結果に差があることがわかる．これは，近似式においてはユニットの構成が及ぼす影響を考慮していないために生じている差であると考えられる．

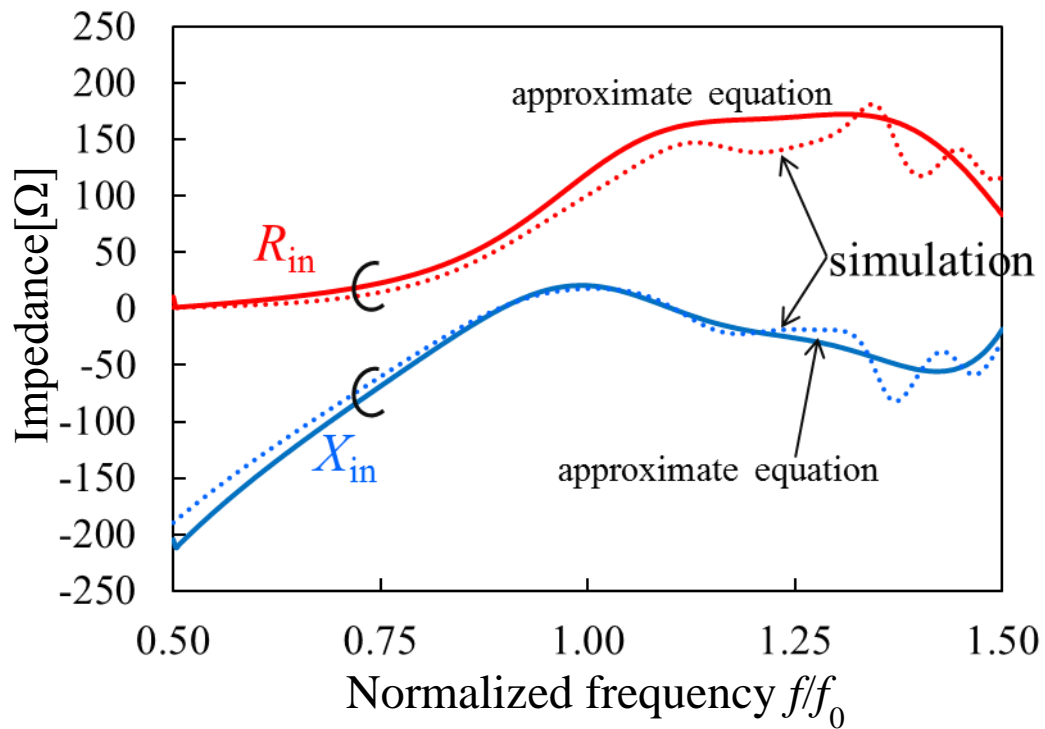


図 6.15 式で導出したインピーダンスと FDTD 法の比較

6.4.2 アンテナ幅とアンテナ間距離が特性に及ぼす影響

図 6.16 は式(6.2)で計算される AMC 反射板付アンテナの VSWR 特性である．図 6.16 のパラメータは RBW_{PMC} である．アンテナ幅 w は $0.02\lambda_0$ ，距離 h_a は $0.02\lambda_0$ である．ここで RBW は アンテナ特性の $VSWR \leq 2.0$ の比帯域幅である．

図 6.16 より $VSWR$ は反射位相に依存していることがわかる． RBW_{PMC} が 40% の場合最も帯域が広いことがわかる．

図 6.17 は, AMC の反射位相と RBW の関係を示している．図 6.17 の横軸と縦軸は, それぞれ RBW_{PMC} (反射板の PMC 比帯域幅) と距離 h_a である．図 6.17 の明るさは, RBW (アンテナの特性に関する比帯域幅) を示しており，明るいほど帯域幅が広いことがわかる．また，図 6.17 はアンテナの幅 w が $0.02\lambda_0$ の場合の解析結果である．

図 6.17 より，アンテナ間距離 h_a が狭く $RBW_{PMC} = 30 \sim 40\%$ の場合においてアンテナの比帯域幅である RBW が広がっているがわかる．つまり，AMC の PMC 比帯域幅を 30~40% にすることがアンテナの広帯域化には有効であるといえる．

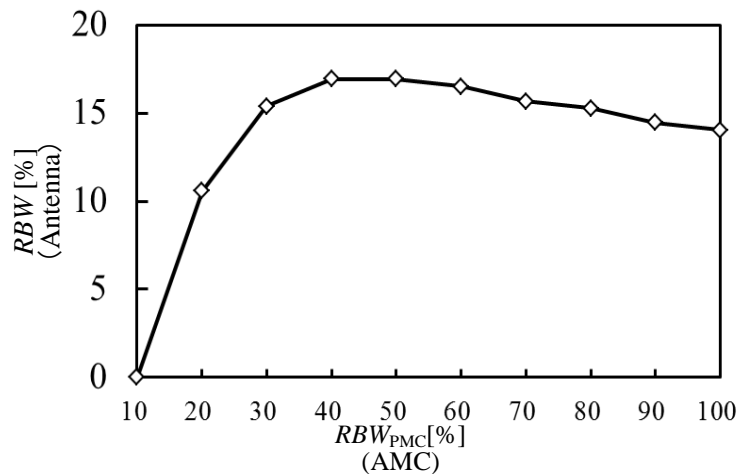


図 6.16 AMC の反射位相がアンテナの比帯域幅に及ぼす影響

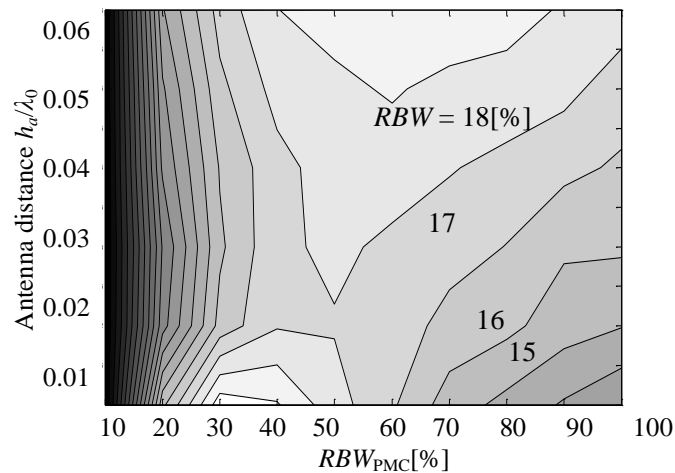
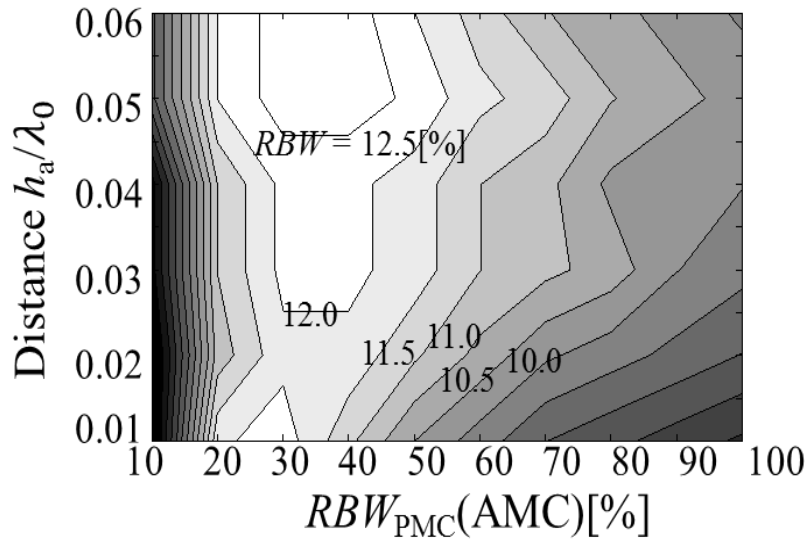


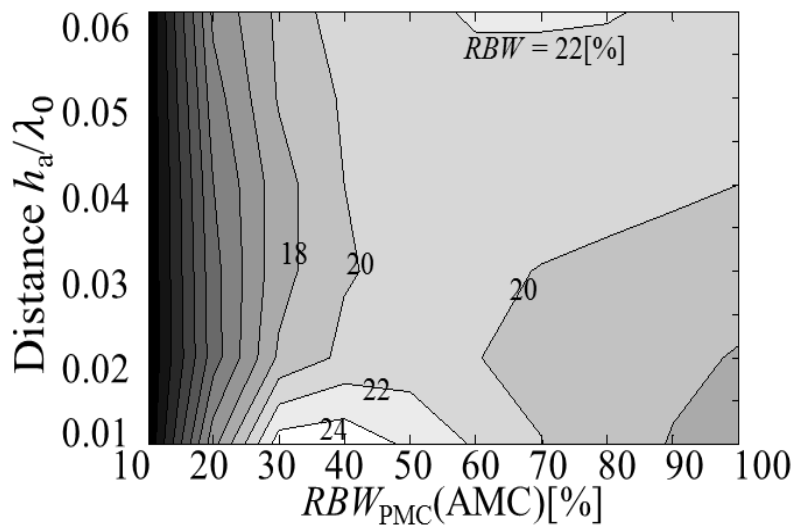
図 6.17 アンテナ間距離とアンテナ幅が VSWR 特性に及ぼす影響

図 6.18 にアンテナ幅 w が $0.02\lambda_0$ (ダイポールアンテナ) および $0.04\lambda_0$ の場合の解析結果を示す. 図 6.18 の横軸と縦軸は図 6.17 と同じである.

図 6.18 より, アンテナの幅 w が $0.02\lambda_0$ の場合と同様で, RBW_{PMC} とアンテナ間距離で比帯域比帯域幅が変化することがわかる. これは, アンテナ間距離により位相回転が生じアンテナへの結合の影響が変化することが原因であると考えられる. さらに, 図 6.18(a) と図 6.18(b) より, アンテナ間距離が $0.01\lambda_0$ の場合において最も比帯域幅が広くなることがわかる. ここで, 最も比帯域幅が広がるアンテナ間距離 $0.01\lambda_0$ を最適距離とする. アンテナ幅 w が $0.02\lambda_0$ (ダイポールアンテナ) の場合において, 比帯域幅の変化は約 2% であり, RBW_{PMC} による影響が小さい. これは, アンテナ単体の比帯域幅が狭いことが原因である.



(a) ダイポールアンテナ



(b) $w=0.04\lambda_0$

図 6.18 アンテナ間距離とアンテナ幅が比帯域幅に及ぼす影響

次に図 6.19 にアンテナ間距離 $0.01\lambda_0$ において、アンテナ幅 w と RBW_{PMC} が AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの比帯域幅に及ぼす影響を示す。図 6.19 の横軸は、アンテナ幅 w を変化して得られるアンテナ単体の比帯域幅である。図 6.19 の縦軸は、各アンテナにおける最も広い比帯域幅とその場合に対応する RBW_{PMC} である。

図 6.19 より、アンテナ単体の比帯域幅 RBW が広い場合、AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの最大の比帯域幅 RBW_{PMC} が広いことがわかる。さらに、アンテナ単体の比帯域幅 $< 50\%$ において、最大の比帯域幅はアンテナ単体より広い。これは、AMC 反射板の反射位相の 0° 以外の部分の影響であると考えられる。また、最大の比帯域幅に対応する RBW_{PMC} はアンテナ単体の比帯域幅が広い場合、 $10\sim 20\%$ 広いことがわかる。つまり、広い帯域のアンテナ単体に対してほぼ同程度か少し広い PMC 比帯域幅をもつ AMC 反射板を用いることが有効であるといえる。

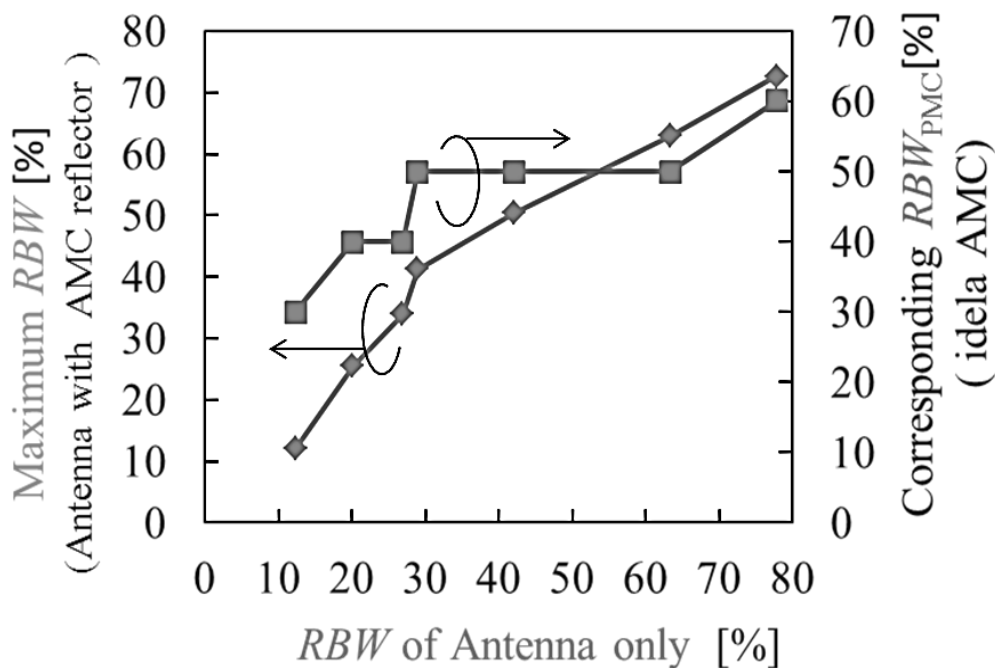


図 6.17 アンテナ幅と RBW_{PMC} が AMC 反射板付板状ダイポールアンテナの比帯域幅に及ぼす影響

6.5 むすび

AMC 反射板付板状ダイポールアンテナにおいて AMC 表面での反射位相とユニットセルの配置範囲が、アンテナの帯域特性に及ぼす影響について明らかにした。さらに最も帯域特性が良い AMC 反射板付板状ダイポールアンテナを設計した。また、近似式を用いてアンテナの VSWR 特性を計算し、アンテナ間距離と AMC の PMC 比帯域幅がアンテナ特性に及ぼす影響も明らかにした。

検討の結果、天頂方向の指向性利得は AMC のユニットセルの配置範囲に依存しており、各周波数で最も指向性利得が高いユニットセルの配置範囲が異なることがわかった。指向性利得が高いユニットセルの配置範囲は、AMC の反射位相が 0° を示す周波数による影響が少ないことがわかった。また低い周波数ほど広い配置範囲が必要である。さらに、高い周波数の最適配置範囲を用いることにより、全帯域にわたりビーム割れを生ず高い利得を実現できた。その場合の配置範囲をユニットセルの最適配置範囲とした。一方で、AMC が 0° を示す周波数を変化させることで、VSWR 特性を調節することができることを示した。特に、反射位相 0° を示す周波数が $1.0f_0$ より低い AMC 反射板を用いた場合、比帯域幅が広くアンテナ単体の場合より帯域が広いことを示した。

また本章における AMC 反射板の最適な構成は、ユニットの配置範囲 $L_u \times L_u = 0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ かつ AMC の反射位相は周波数 $0.85f_0$ で 0° を示す構成である。最適な構成において指向性利得は全帯域で約 9dBi 得られ、比帯域幅は約 50% 得られた。

文献

- [1] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, "Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas," IEEE Trans. AP, vol.53, No.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [2] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector," IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.57, no.5, pp.1309-1318, May 2009.
- [3] 小柳智之, 山本 学, 野島俊雄, "EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ," 信学論 (B), vol. J94-B, No.9, pp. 1133-1145, Sept. 2011.
- [4] 升田康晴, 山田亜希子, 井上和弘, 桧垣 誠, 田邊正宏, "EBG 基板上の広帯域ダイポールアンテナの放射に関する検討," 信学技報, A・P2010-185, Feb. 2010.

- [5] M. Faisai Abedin, M. Ali, “Effect of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultrathin directional dipoles,” IEEE Trans. AP, vol.53, no.11, pp. 3664-3672, Nov. 2005.
- [6] 諸谷徹郎, 牧野 滋, 別段 信一, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 林 秀幸, “配列周期が異なる AMC 基板上に設けたダイポールアンテナのインピーダンス特性,” 2013 信学ソ大, B-1-113, Sept. 2013.
- [7] 鴨田浩和, 北沢祥一, 久々津直哉, 小林 聖, “AMC 反射板上アンテナの動作インピーダンスに関する一検討,” 2014 信学総大, B-1-138, Jan. 2014

第7章 メタ・サーフェス反射板付 ダイポールアンテナのビーム方向制御

7.1 まえがき

近年、メタ・サーフェス技術を用いたアンテナの研究が盛んに行われている。メタ・サーフェス技術を用いることで、アンテナの薄型化や高利得化が実現できるため様々な分野のアンテナに応用が期待されている[1],[2],[3]。また、メタ・サーフェスは平面波入射に対してビーム走査を行うリフレクトアレーが実現可能であるため、パラボラアンテナの反射鏡を平面化する研究が行われている[4][5]。しかし、一般的にビーム走査を行う上でのメタ・サーフェスは波長に対して $5 \sim 10\lambda$ の大きさが必要とし、放射源も離れた位置に配置する構成であり、平面化した場合であっても大きさとアンテナ間距離に対する検討は行われていない[6],[7],[8]。またメタ・サーフェスを用いた高利得化手法については

そこで本章では、ビーム走査を可能とするメタ・サーフェスをアンテナの反射板として設計し、小形な構成での任意のビーム走査が可能な構成を明確にする。

7.2 メタ・サーフェス反射板を用いたアンテナの特性

7.2.1 ビーム制御と高利得化のためメタ・サーフェスの配置と構成

ビーム制御と高利得化のためのメタ・サーフェスを用いたアンテナとして、図 7.1 のような構成が考えられる。構造の中心にアンテナ(本報告ではダイポールアンテナ)が配置され、メタ・サーフェスはアンテナの上面と下面に配置する。図 7.1(a)と(b)はダイポールアンテナに対して反射板として地板またはメタ・サーフェスのひとつである AMC を用いる構成である。一方で、図 7.1(c)は反射板として地板、導波器として FSS を用いる構成である。図 7.1(a)は地板(PEC: Perfect Electric Conductor)を配置したモデルである。アンテナ間距離を 0.25 波長とすることで利得向上が可能である。図 7.1(b)は AMC (Artificial Magnetic Conductor)基板を用いた構成である。AMC はアンテナの共振周波数で反射位相 0° になるように厚さとパッチの辺長を調節し設計している。またパッチは地板上全面に配置する。図 7.1(c)はアンテナの側面に FSS(Frequency Selective Surface)と地板を配置した構成である。FSS はアンテナの共振周波数でバンドパス特性を持つループスロット型 FSS を使用する。

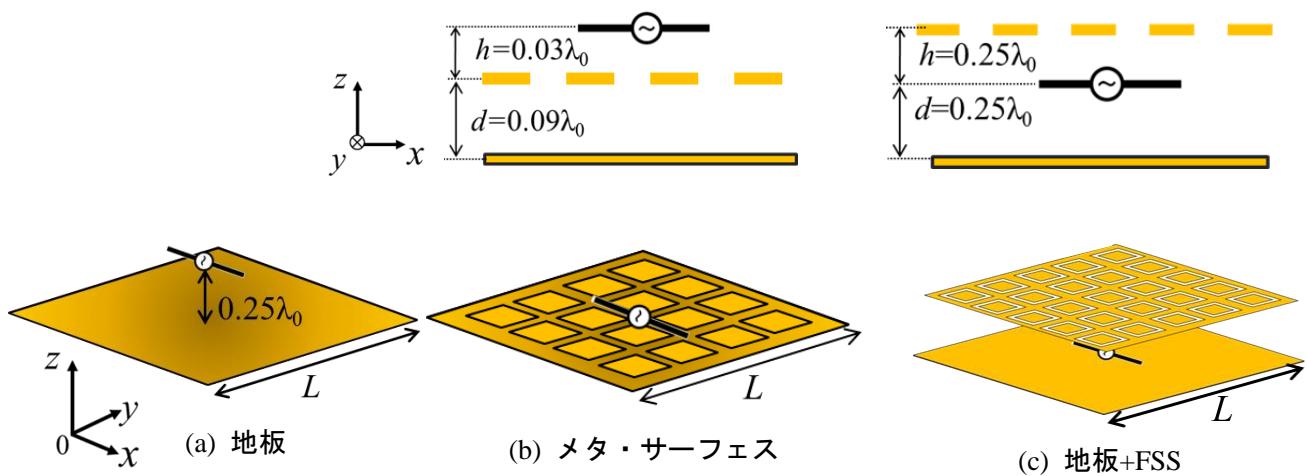


図 7.1 反射板を装荷したダイポールアンテナ

7.2.2 メタ・サーフェスを配置したダイポールアンテナの基本特性

図 7.2 の各反射板付アンテナの大きさ L と天頂方向の指向性利得の関係を示す. 図 7.2 の横軸は正方形の地板(AMC など)の辺長 L で, 縦軸は指向性利得である. 図 7.2 において $L=0$ の解析結果はダイポール単体の指向性利得である.

図 7.2 より, 指向性利得は辺長 L により指向性利得が変化することがわかる. また, 各構成においてある程度辺長が長い場合, 指向性利得が高いことがわかる. 一方が $L=1.5 \sim 2.0\lambda_0$ の場合, 指向性利得が低下することがわかる. これは, 地板のエッジに乗る電流が影響することが原因であると考えられる.

また, 各反射板の最も指向性利得が高くなる構成と利得を表 7.1 に示す. 表 7.1 より指向性利得が最大である地板の辺長は各構成で同じであることがわかる. また, AMC 反射板を用いた構成が最も指向性利得が高く, 9.7dBi 得られる.

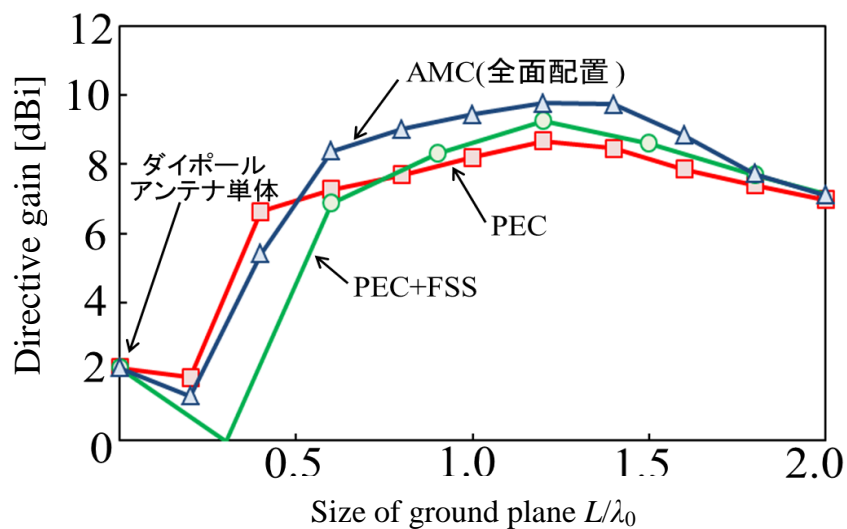


図 7.2 各構成の指向性利得

表 7.1 各構成の最大指向性利得

	地板	AMC	地板+FSS
構成 $L/\lambda_0 \times L/\lambda_0$	1.2×1.2	1.2×1.2	1.2×1.2
利得[dBi]	8.6	9.7	9.2

次に、最も指向性利得が高くすることのできる AMC 反射板を用いた構成について更なる検討を行う。AMC は、地板の部分と金属パッチ部分で構成されている。そのため、地板の大きさを固定($L=2.0\lambda_0$)し、金属パッチ部分(ユニットセル)の大きさを変化させることができる。そのユニットの配置範囲を変化させた解析結果を図 7.3 に示す。図 7.3 より、指向性利得は金属パッチ部分の配置範囲に依存することがわかる。最も指向性利得が高い配置範囲は $1.0\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ である。以降、最も指向性利得が高い配置範囲を最適配置範囲と呼ぶ。

図 7.4 に、図 7.2 の解析結果に AMC の最適配置範囲の構成を用いた場合の結果を加えたグラフを示す。図 7.4 より、AMC の最適配置範囲を用いた構成が最も指向性利得が高いことがわかる。また、図 1.6 において最も指向性利得が高い構成は地板の辺長 $1.4\lambda_0$ で最適配置範囲の構成の AMC 反射板である。その場合の指向性利得は 11.2dBi である。

ダイポールアンテナに装荷する構造の基本特性の解析を行い、AMC 反射板の利得向上効果を確認した。

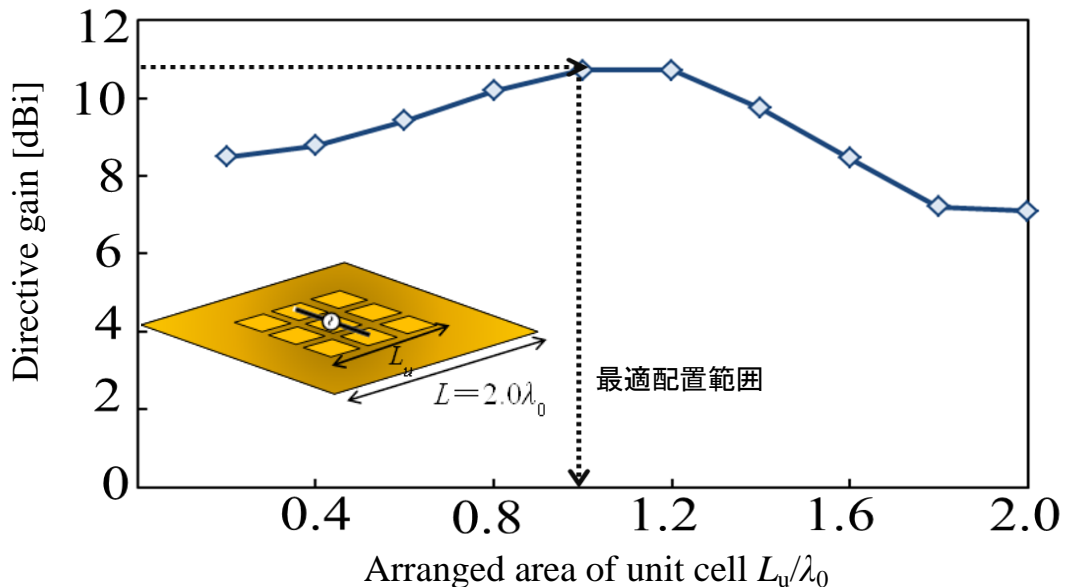


図 7.3 ユニットセルの配置範囲が指向性利得に及ぼす影響

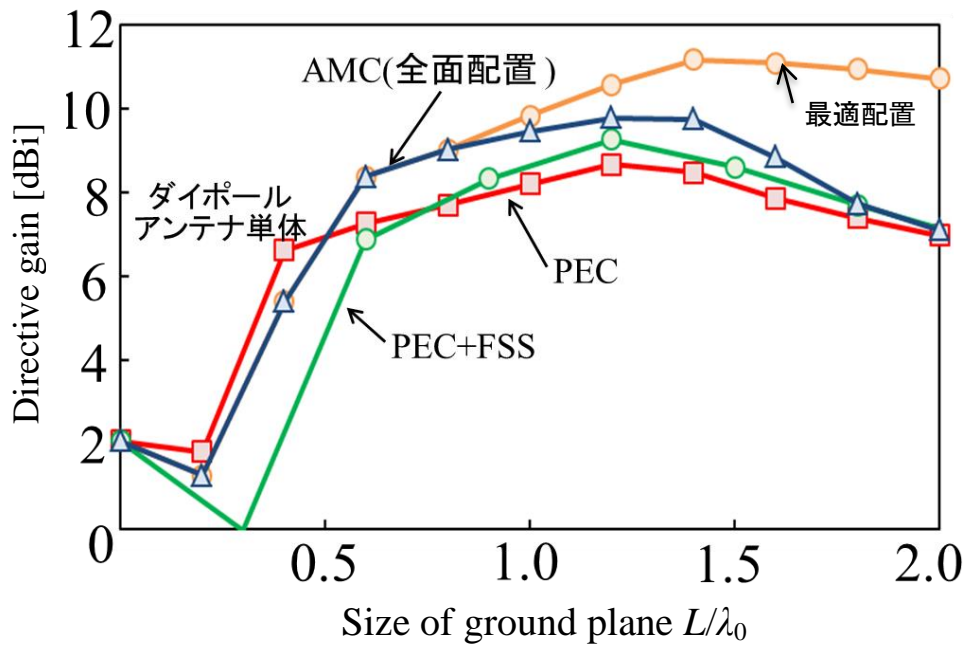


図 7.4 地板辺長と指向性利得の関係(AMC の最適配置範囲)

7.3 ビーム方向制御に適したメタ・サーフェス反射板付アンテナ

7.3.1 メタ・サーフェス反射板の構成

前節では、ビーム方向制御を行わない表面を用いた構成の指向性利得についての解析を行った。本節では、ビーム方向制御ができるメタ・サーフェスの構成と放射指向性の関係性について明らかにする。

図 7.5 に同じ大きさのパッチを並べた場合のメタ・サーフェスの反射位相特性を示す。図 7.5 のメタ・サーフェスの構成パラメータは周期 $0.2\lambda_0$ 、厚さ $0.2\lambda_0$ である。メタ・サーフェスの反射位相はパッチの辺長を変化させることにより実現が可能である。図 7.5 において、反射位相の PMC 特性を示す周波数が低いメタ・サーフェスのパッチの辺長は長い場合の構成である。辺長を短くすることにより高い周波数で PMC 特性を実現することができる。またビーム方向制御のためのメタ・サーフェスの設計周波数した場合、実現可能な反射位相の範囲は $30^\circ \sim -120^\circ$ である。これらの異なる反射位相のユニットを並べたメタ・サーフェスはビーム方向制御が実現できる。

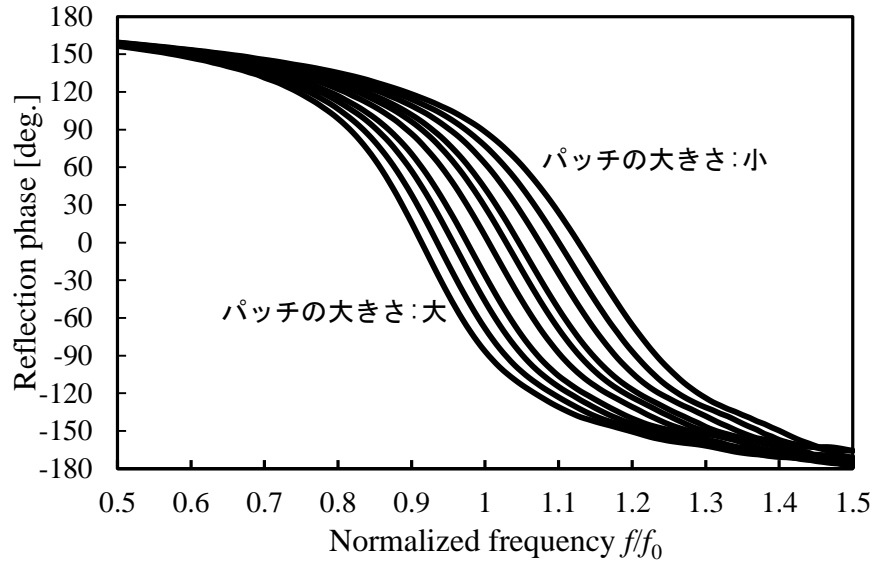


図 7.5 メタ・サーフェスの反射位相

図 7.6 で得られた反射位相を基にして設計したビーム方向制御用メタ・サーフェス反射板付ダイポールアンテナの構成を示す．図 7.6 のメタ・サーフェスの各ユニットの辺長を変化させることで，ある周波数における反射位相を変化させることができる．さらに位相差をもつユニットセルを配置することでビームを傾け，ビーム方向制御を可能としている．構成において地板の辺長 $L=1.6\lambda_0$ ，メタ・サーフェス-アンテナ間距離とメタ・サーフェスの厚さは固定する．図 7.7 に各ユニットの反射位相を示す．また表 7.2 に図 7.7 を満たす反射位相を持つパッチの辺長を示している．隣り合うユニットは位相差 20° で 8 ユニット用いる．また，隣り合うユニットの位相差を 20° とした場合のビームの走査方向は式(7.1)より得られる．得られたビームの走査方向は -16° である．ここで， $\angle\phi$ は隣合うユニット位相差で， $\angle x$ は隣り合うユニットの距離である．

$$\theta_r = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda_0}{360} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta x}\right) \quad (7.1)$$

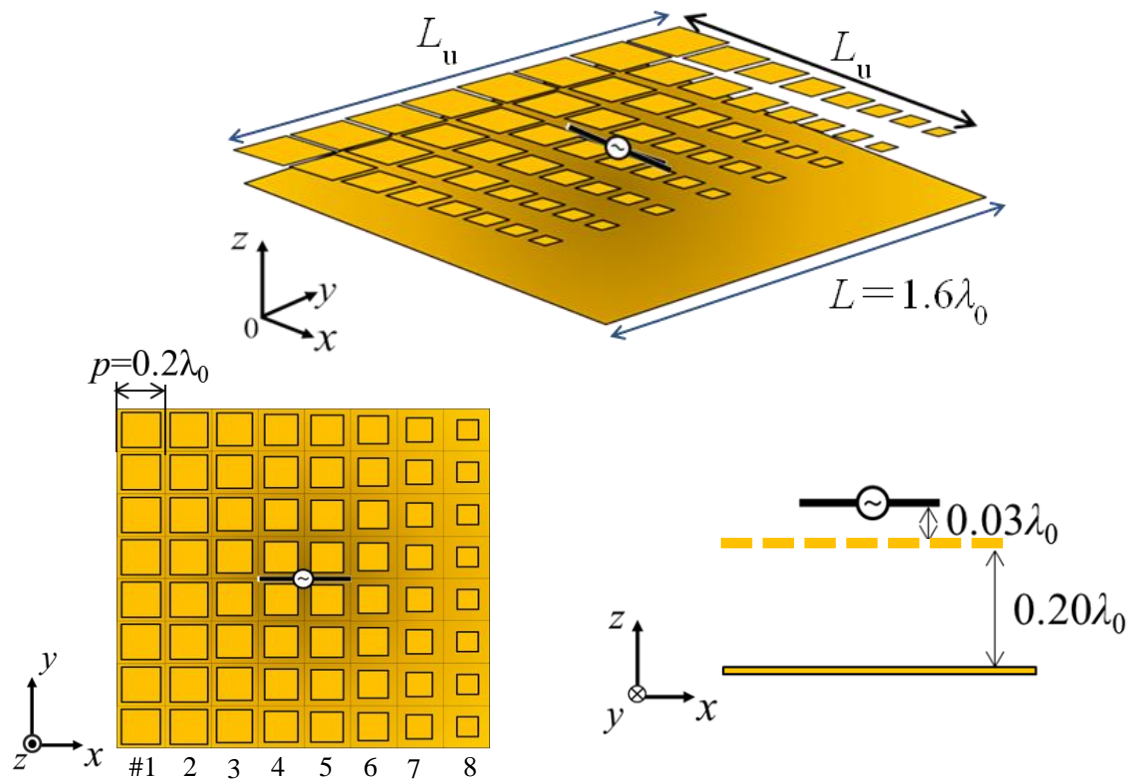


図 7.6 ビーム走査メタ・サーフェス反射板付ダイポールアンテナ

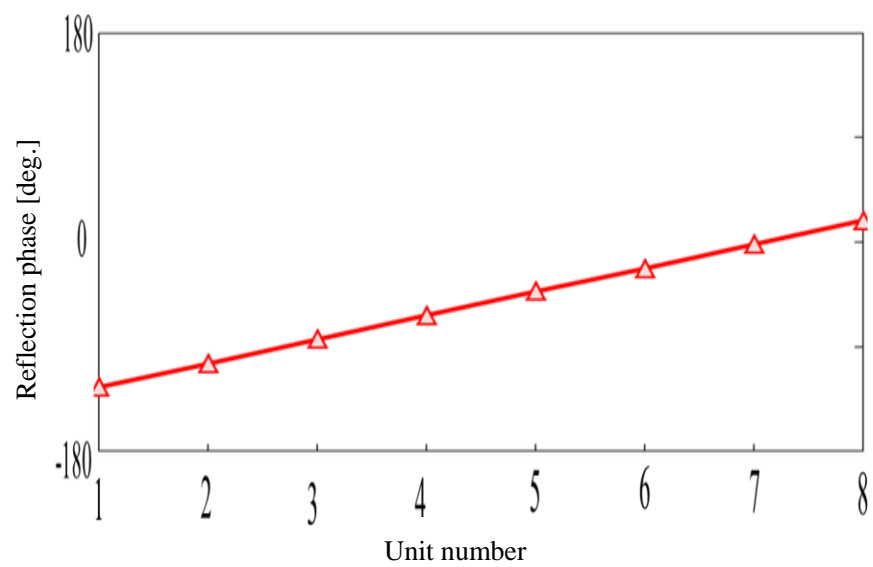


図 7.7 各ユニットの反射位相

表 7.2 各ユニットの反射位相とパッチ辺長

	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8
反射位相 [deg.]	-120	-100	-80	-60	-40	-20	0	20
パッチ 辺長 $[\lambda_0]$	0.19	0.181	0.171	0.161	0.149	0.137	0.12	0.093

7.3.2 メタ・サーフェス反射板付アンテナの反射板の構成と放射指向性の関係

図 7.8 にユニットセルの配置範囲を変化させた場合の放射指向性を示す．配置範囲を狭くする場合，ユニットはユニット番号#8 から順に減らすこととする．図 7.8 は $L_u=0.6$ ， 1.2 および $1.6\lambda_0$ の解析結果である．また各反射板のユニット数はそれぞれ 3×3 ， 6×6 および 8×8 に対応する．図 7.8 より，ユニットの配置範囲によって放射指向性が大きく異なることがわかる．また，最大の配置範囲である $L_u=1.6\lambda_0$ の場合サイドローブが高く，設計方向(-16°)の指向性利得が低いことがわかる．どの構成においても設計方向にビームを完全に傾けることができていない．これは，開口面積が小さいことが原因であると考えられる．

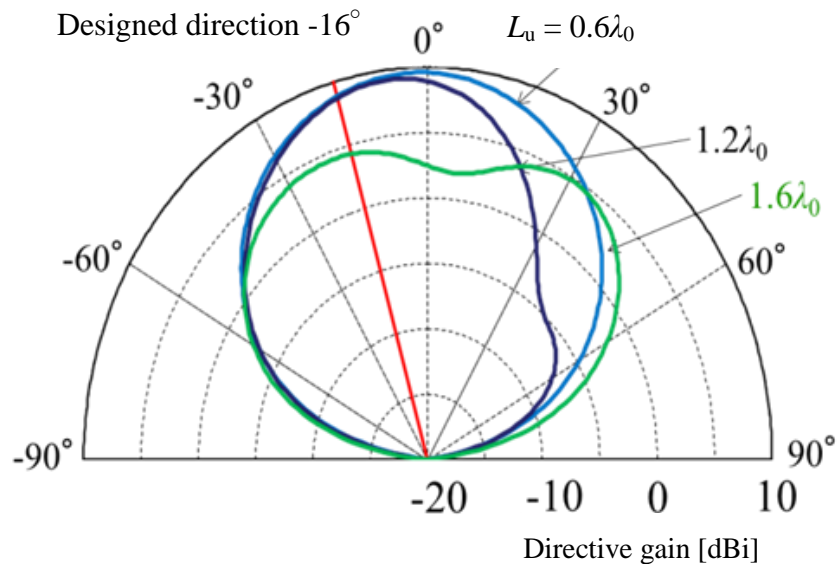


図 7.8 各反射板を用いた場合の放射指向性

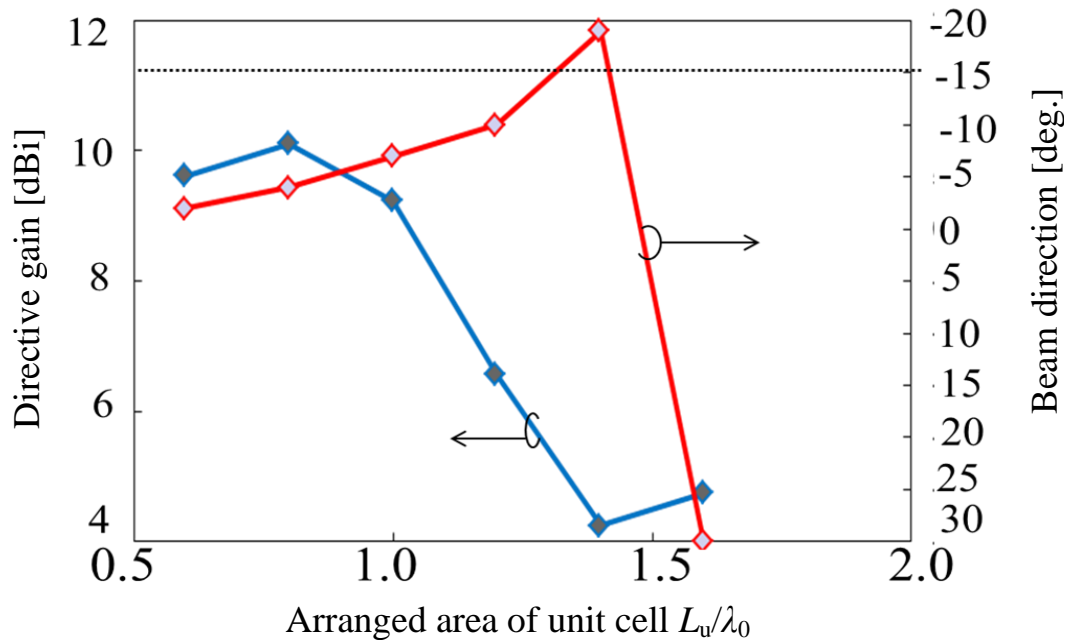


図 7.9 各反射板のビーム方向と指向性利得

図 7.9 にユニットセルの配置範囲を変化させた場合の反射板が指向性利得とビーム方向に及ぼす影響を示す。図 7.9 の指向性利得は、ビーム方向に指向性利得である。

図 7.9 より、ユニットセルの配置範囲が狭い場合、ビーム制御が出来ていないことがわかる。これは、ユニット数が少ないため実現できる位相差が少ないことが原因である。一方配置範囲が広い場合ビームの方向が設計方向に近づくことがわかる。しかし、最大配置範囲である $L_u=1.6\lambda_0$ の場合ビーム方向が設計方向とは大きく異なることがわかる。これは、図 7.7 示したようにサイドローブが強くなりサイドローブ側で最も指向性利得が高くなるためである。また指向性利得は、配置範囲が狭い場合は高いが、広い場合は低いことがわかる。この原因もサイドローブが強くなるためであると考えられる。

次に配置法を変化させた解析を行う。図 7.10 に示すように配置を長方形とし y 方向にユニット数を減らした場合の放射指向性に及ぼす影響を明らかにする。また x 方向の配置は $1.6\lambda_0$ で固定する。

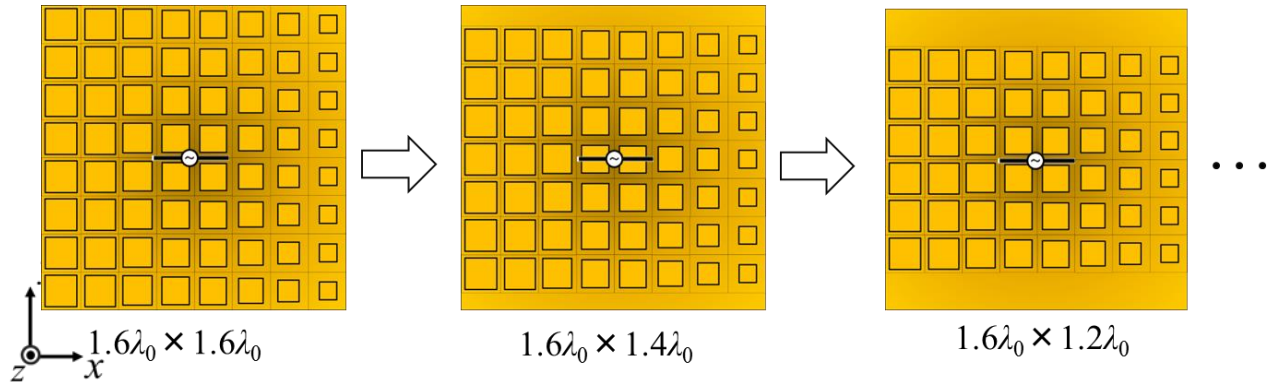


図 7.10 ユニットの長方形配置

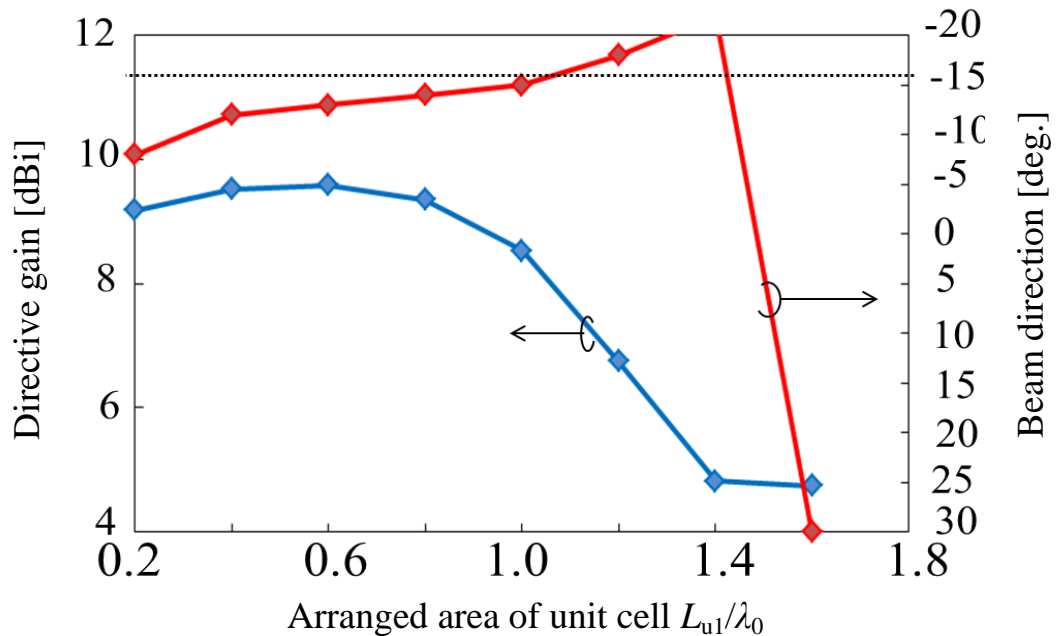


図 7.11 ユニットの長方形配置と放射指向性の関係

図 7.11 にユニットの長方形配置がビーム方向と指向性利得に及ぼす影響を示す．図 7.11 の横軸はユニットセルの列の長さを表し， $L_{u1}=1.6\lambda_0$ の場合は正方形配置である．

図 7.11 より，図 7.9 と同様に配置範囲が広い場合は，設計方向にビームを向けることができる．また狭い配置範囲の場合も正方配置範囲に比べビーム方向制御ができることがわかる．よって， x 方向の配置がビーム方向制御に大きな影響を及ぼすことがわかる．一方で，ビーム方向の指向性利得は図 7.9 とほぼ同じ傾向を示すが，正方形配置に比べ利得の高いことがわかる．図 7.11 において設計方向にビームを近づけることが出来る構成は， $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ の長方形配置である．この構成におけるビーム方向は -15° であり，指向性利得は 8.5dBi である．

図 7.12 に図 7.11 において最も特性のよい構成である $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ の長方形配置の反射板付アンテナの放射指向性と VSWR 特性を示す。

またアンテナのインピーダンスは 75Ω とする。図 7.12 より、ビーム方向が設計方向に向いていることがわかる。しかし、サイドローブが発生していることがわかる。一方 VSWR は設計周波数で整合がとれることがわかる。

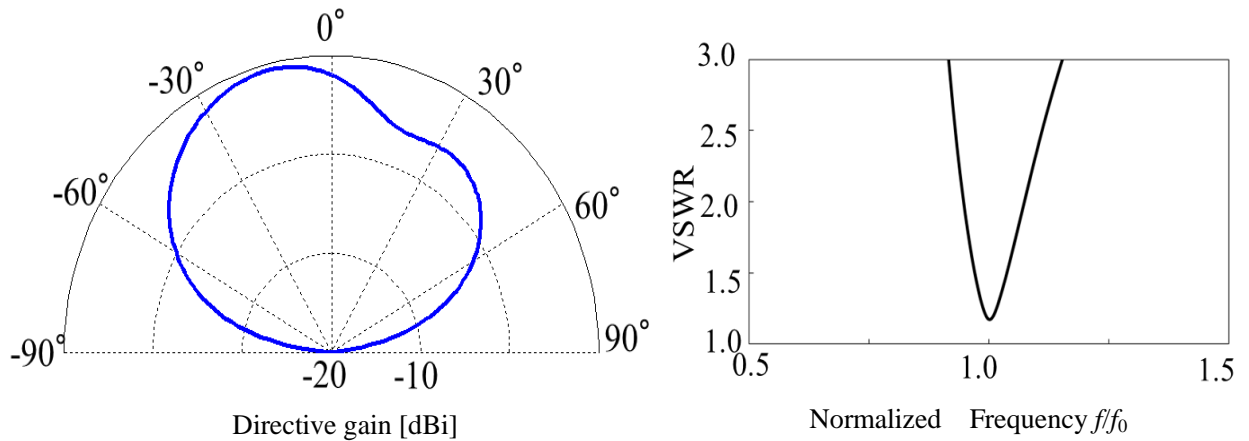


図 7.12 $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ の長方形配置のアンテナ特性

7.4. 波源を考慮したメタ・サーフェス反射板の設計と特性

7.4.1 波源を考慮した設計法

前節では、ビーム制御のためのメタ・サーフェス反射板の構成と放射指向性の関係を明らかにした。ビーム方向制御を可能とし、指向性利得もある程度得られたがサイドローブが発生することが問題であった。そこで本節では、サイドローブの低減を目的としてメタ・サーフェス表面の再設計を行う。

図 7.13 に 7.3 までの設計法と本節での設計法を示す。7.3 におけるビーム方向制御のためのメタ・サーフェス反射板の設計法は、メタ・サーフェスに対して平面波が垂直に入射する場合の設計法である。一方本節で考える設計法は、図 7.13(b)に示すようにある一点からの波源を考え各ユニットセルに斜めに入射することを考慮した設計法である。この設計法では、各面に入射するまでの位相差を考慮した設計である。この設計を用いることで、サイドローブの低減が行えると考えられる。

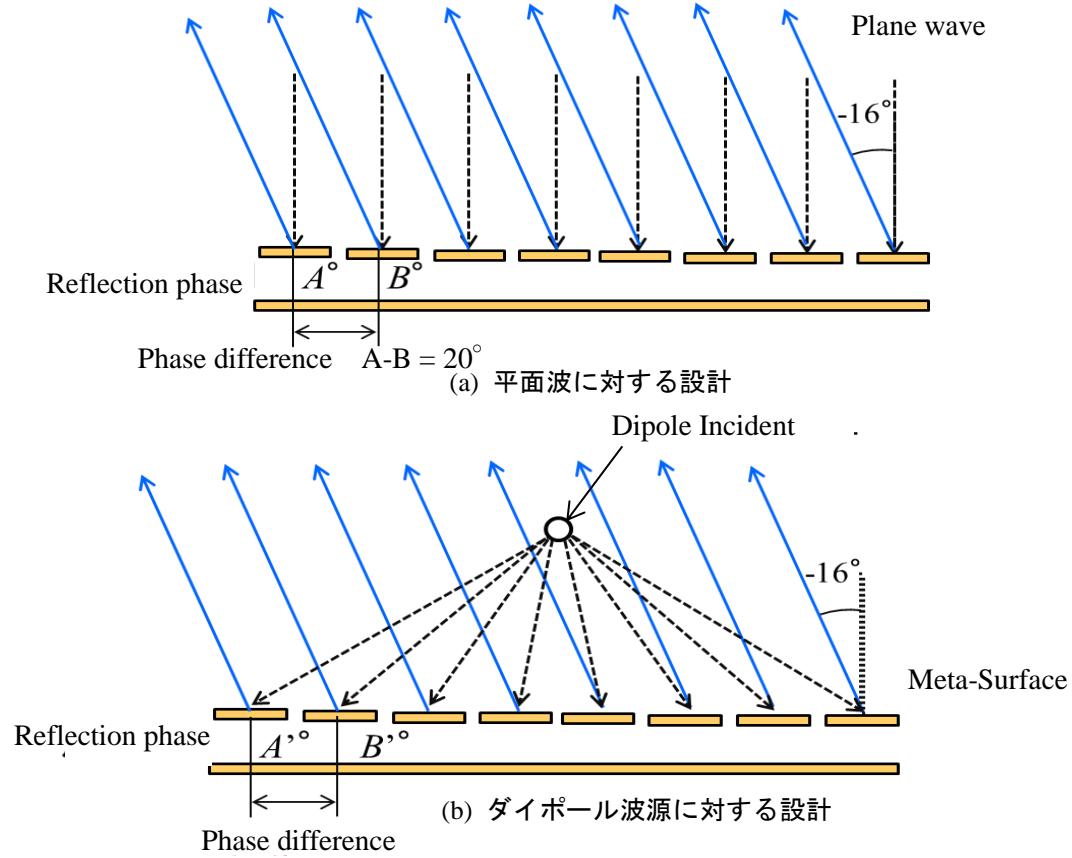


図 7.13 メタ・サーフェスの各ユニットの設計法

図 7.13(b)で示したダイポールアンテナからの放射を考慮した各ユニットの設計法はポーザーのアレー理論式に従う．以下にポーザーのアレー理論式を示す．

x 方向の素子間隔： Δx ， y 方向の素子間隔： Δy

x 方向の素子番号： m ， y 方向の素子番号： n （今回の構成では $n = 0$ ）

入射角： (θ_i, ϕ_i) ，反射角： (θ_r, ϕ_r) とする

入射方向の単位ベクトル $\mathbf{u}_i = (u_{ix}, u_{iy}, u_{iz}) = (-\sin \theta_i \cos \phi_i, -\sin \theta_i \sin \phi_i, -\cos \theta_i)$

反射方向の単位ベクトル $\mathbf{u}_r = (u_{rx}, u_{ry}, u_{rz}) = (\sin \theta_r \cos \phi_r, \sin \theta_r \sin \phi_r, \cos \theta_r)$

位置ベクトルを $\mathbf{r}_{mn} = (m \Delta x, n \Delta y, 0)$ とおくと，

mn 番目のパッチの位相は,

$$\alpha_{mn} = k_0(\mathbf{r}_{mn} \cdot \mathbf{u}_i - \mathbf{r}_{mn} \cdot \mathbf{u}_r) + 2\pi N \quad \text{とあらわせる.}$$

従って

$$\alpha_{mn} = k_0(m \Delta x (-\sin \theta_i \cos \phi_i) + n \Delta y (-\sin \theta_i \sin \phi_i) - m \Delta x (\sin \theta_r \cos \phi_r) - n \Delta y (\sin \theta_r \sin \phi_r))$$

となる.

以上の式に基づきパッチの再設計を行う.

表 7.3 設計パラメータの変更点

	7.3 章	7.4 章
メタ・サーフェスの厚さ $[\lambda_0]$	2.0	0.05
比誘電率 ϵ_r	1.0	4.4
地板の大きさ $[\lambda_0]$	1.6	1.5
ユニットの周期 $[\lambda_0]$	0.2	0.5
最大配置ユニット数	8×8	5×5
ビーム方向[degree]	-16	-15
アンテナ間距離 $[\lambda_0]$	0.03	0.5, 0.75, 1.0

7.3 からのパラメータの変更点を表 7.3 に示す. メタ・サーフェスのパラメータについて変更する理由は, ダイポールアンテナの波源の入射による経路差を考慮した場合のメタ・サーフェスの必要制御反射位相量が点波源に比べ, 大きくなるためである. 平面波の場合, 必要制御反射位相量は約 180° に比べ, ダイポール波源の場合は 300° 以上になる. そのため, 制御反射位相量を大きい構成である薄いメタ・サーフェスを用いる. また, 誘電体基板の比誘電率を高くすることで, 反射位相量を大きくすることが出来る. 次にアンテナ-メタ・サーフェス間の距離についての変更理由は, パッチに対する入射角が大きすぎて反射方向にビームを向けることが困難であると考えられるからである. また, 7.4 ではユニットの配置は全面配置とする.

7.4.2 各条件における反射板付アンテナの放射指向性

表 7.4 に各条件におけるパッチ型メタ・サーフェスの反射位相と対応するパッチ辺長を示す．表 7.4 よりわかるようにアンテナ間距離が変化すると，入射ベクトルが変化するためそれぞれの条件でパッチのサイズがバラバラである．

図 7.14 に各条件における反射板付アンテナの放射指向性を示す．図 7.14 より，アンテナの配置位置によりビーム方向が大きく乱れていることがわかる．ビーム走査は出来ているが設計方向からのずれがあることがわかる．また，サイドローブが発生し，ビーム幅もかなり広い傾向がある．つまり，このままの反射板の構成では目的とするサイドローブの低減が出来ていないことがわかる．アンテナ間距離 0.5 ， 0.75 および $1.0\lambda_0$ のビームのピーク方向は，それぞれ， -2 ， -12 および 0° である．アンテナ間距離 $1.0\lambda_0$ については，ビームを傾けることが出来ているが，ピーク自体は 0° である．

表 7.4 各反射板の設計パラメータ

アンテナ 間距離 $[\lambda_0]$		#1	#2	#3	#4	#5
0.5	位相[deg.]	110.0	27.6	0	83.5	-138.2
	辺長 $[\lambda_0]$	0.153	0.184	0.19	0.17	0.233
0.75	位相[deg.]	79.0	12.2	0	68.0	-169.1
	辺長 $[\lambda_0]$	0.171	0.188	0.19	0.175	0.29
1.0	位相[deg.]	55.2	27.6	0	58.9	167.0
	辺長 $[\lambda_0]$	0.178	0.192	0.19	0.1778	0.12

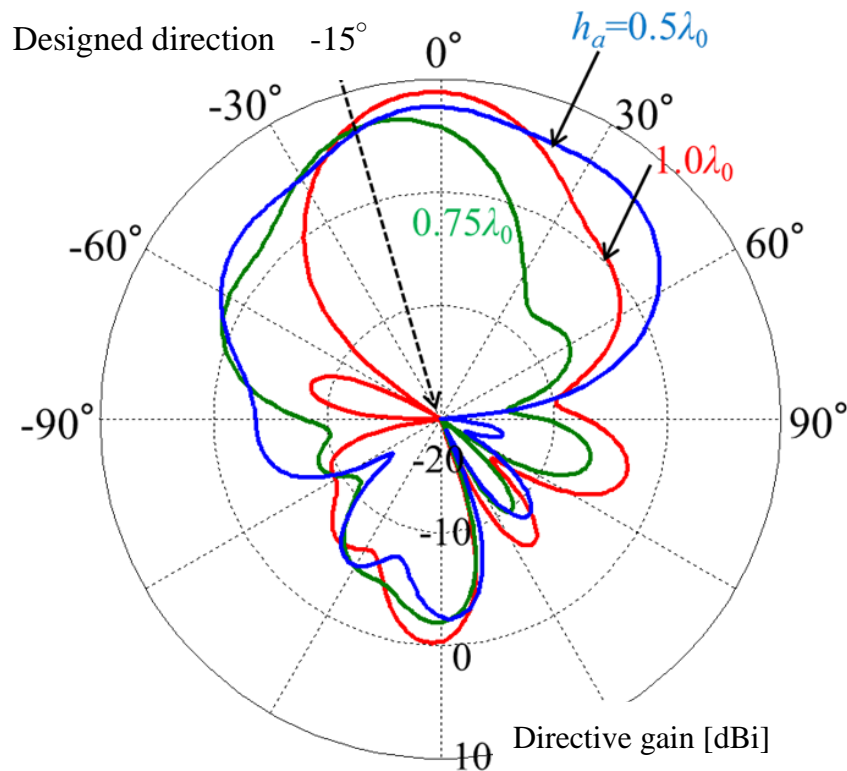


図 7.14 各反射板付アンテナの放射指向性

図 7.14 に示したようにビームが広くなり設計方向からずれることは、メタ・サーフェス反射板の各ユニットでの反射波とダイポールアンテナからの直接波との関係でビーム割れが生じることが原因であると考えられる。つまり、各ユニットセル単体での反射波の放射パターンが影響している。

図 7.15 にアンテナ間距離 $0.5\lambda_0$ において、ユニット番号#1, #3 および#5 のみ配置した反射板を用いた解析結果を示す。

図 7.15 より、各反射板で反射波と直接波の合成の放射指向性が異なることがわかる。ユニット#1 を用いた場合は、ビーム割れがなく単方向性である。一方で、ユニット#3 の場合は天頂方向にピークが出ているがサイドローブが強いことがわかる。また、ユニット#5 の場合ビーム幅が広くなりピークは天頂方向以外に出ている。これらの波が合成されるため、ビーム方向制御用のメタ・サーフェス反射板では、放射指向性が変化すると考えられる。

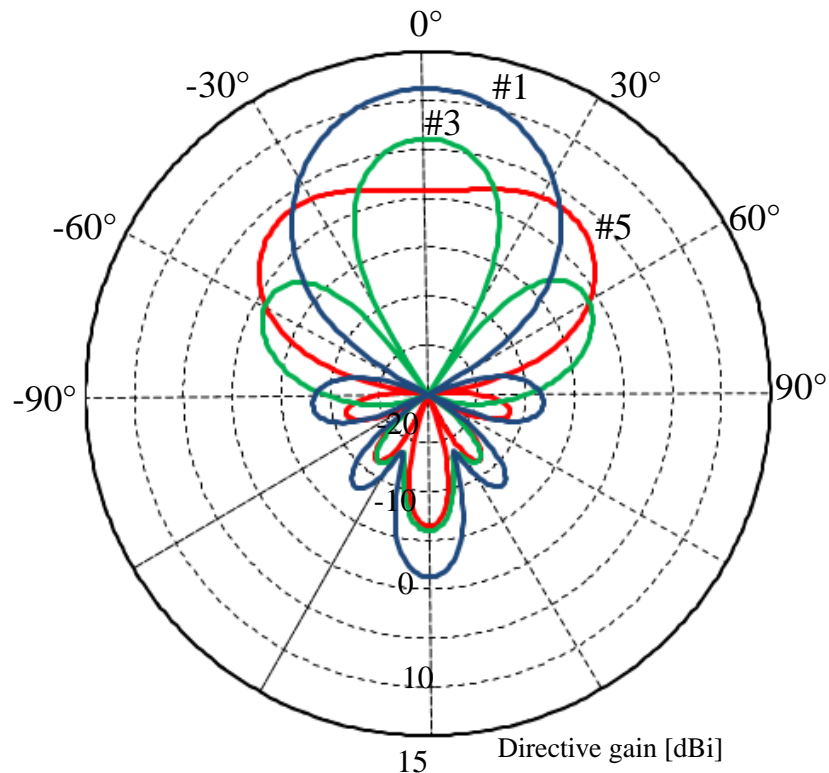


図 7.15 各ユニットだけの構成の場合の放射指向性

7.4.3 各ユニットでの反射位相を考慮したメタ・サーフェス反射板の設計

7.4.2 までは、ダイポール波源の放射を考慮した設計と放射指向性のピークが設計方向からずれる原因を明らかにした．ここではさらに、放射指向性が乱れる原因を解消しメタ・サーフェス反射板の最適設計を行う．

放射指向性が乱れるのは、#3 と #5 の反射位相値が問題である．一方でメタ・サーフェスの各ユニットの位相は隣り合う位相差の関係性が保たれていれば、設計したビーム方向に影響はない．つまり、各ユニットの位相差の関係性を保ったまま、#3 と #5 の反射位相が乱れの影響が出ない位相にシフトすれば良い．アンテナ間距離 $0.5\lambda_0$ においての解析の結果、各ユニットの反射位相値が $\pm 90^\circ$ であれば図 7.15 のようにビーム割れが起きないことを確認した．そこで、表 7.5 に示すように各ユニットの -70° 位相をシフトした構成を考える．全体のユニットセルの位相をシフトしているので、隣り合うユニットの位相差の関係は変化しない．また位相に対応させてパッチ辺長も変化する．#5 については、 $\pm 90^\circ$ の範囲に位相が収まっていないが、隣り合うユニットの関係性を保つためである．

表 7.5 反射板のユニットの位相シフト

アンテナ 間距離[λ_0]		#1	#2	#3	#4	#5
0.5	位相[deg.]	110.0	27.6	0	83.5	-138.2
	辺長[λ_0]	0.153	0.184	0.19	0.17	0.233



位相シフト -70°

アンテナ 間距離[λ_0]		#1	#2	#3	#4	#5
0.5	位相[deg.]	40.0	-42.4	-70	13.5	151.8(-208.2)
	辺長[λ_0]	0.181	0.198	0.202	0.187	0.12

図 7.16 にシフトさせたメタ・サーフェス反射板付アンテナの放射指向性を示す．図 7.16 の破線はシフトを行う前の放射パターンである．図 7.16 より，サイドローブが低減しビーム幅が鋭いことがわかる．設計方向のずれはまだ存在しているが，当初の目的であるサイドローブ低減が出来ているため，ダイポール波源入射と表面位相シフトの設計法は有効であるといえる．

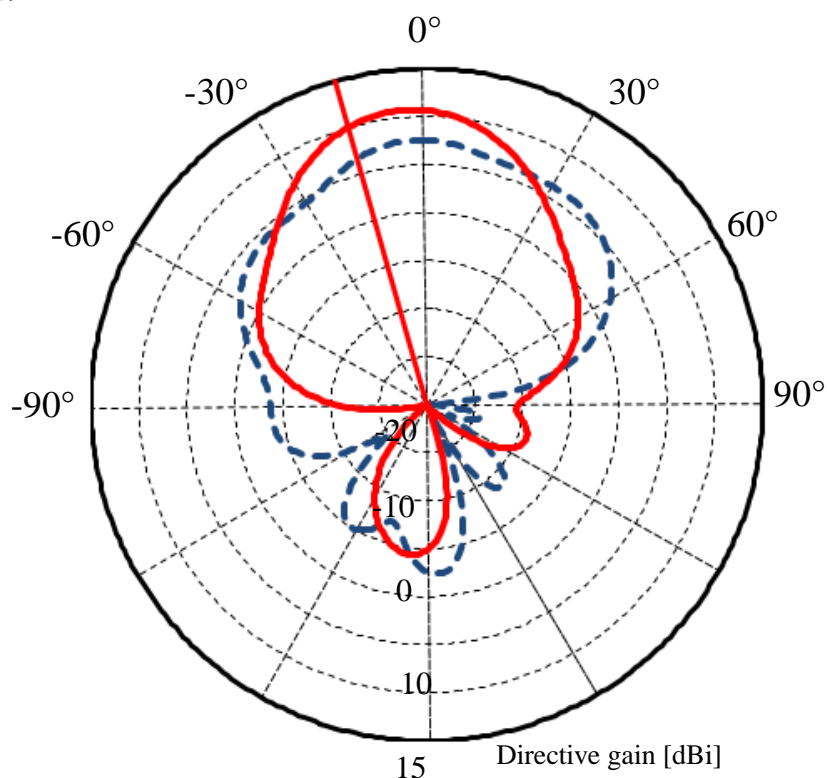


図 7.16 位相シフトさせた表面を用いた場合の放射指向性

7.5. むすび

本研究では、ビーム方向制御を可能とするメタ・サーフェスをアンテナの反射板として設計し、小形な構成での任意のビーム方向制御が可能な構成を明確にすることを目的にし、ビーム走査に適したメタ・サーフェスの構造について検討した。

まず、ビーム方向制御用メタ・サーフェス反射板を用いて配置範囲とビーム方向の関係性を明らかにした。またメタ・サーフェス反射板の設計法は平面波に対する設計法である。解析の結果、配置範囲が広い場合ではビーム走査が可能であることがわかった。しかし、サイドローブが強く、利得は低く、さらに全面配置した場合はサイドローブ側にピークが向くことがわかった。そのため、平面波に対する設計の場合は指向性利得とビーム方向はトレードオフの関係であることを示した。

次にサイドローブ低減のため、メタ・サーフェスの再設計を行った。設計法はダイポール波源を考慮し、かつ各ユニットの合成波が乱れないよう位相シフトさせる設計法を用いて設計した。設計したモデルの解析結果より、サイドローブを抑えることができ、ビーム幅も鋭いことを示し設計法の有効性を示した。

文献

- [1] 小柳智之, 山本 学, 野島俊雄, “EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ,” 信学論 (B), vol. J94-B, No.9, pp. 1133-1145, Sept. 2011.
- [2] 中村輝久, 福迫 武, “長方形 AG 構造を用いた広帯域円偏波パッチアンテナの一検討,” 信学技報, A・P2009-160, Jan. 2010.
- [3] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, “Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector,” IEEE Trans. on antennas and propagation, vol.57, no.5, pp.1309-1318, May 2009.
- [4] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 佐々木秀輔, 牧野 滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田 哲夫, 高橋 徹, “衛星放送受信用リフレクタレーアンテナ,” 信学論 (B), vol.95-B No.9 pp.1114-1123, Sept. 2012
- [5] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, and S. Uebayashi, “Novel Broadband Planar Reflectarray with Parasitic Dipoles for Wireless Communication Application,” IEEE antennas and propagation Letters, vol.8, pp.881-885, Sept. 2009.
- [6] 戸井田光雄, 山内潤治, 中野久松, “周期ループ板による双方向チルトビームの成形,” 2013 信学ソ大, B-1-80, Sept. 2014

- [7] 三井 昂, 山内潤治, 中野久松, “円偏波チルトビームアンテナの実験検討,” 2013 信学ソ大, B-1-66, Sept. 2013.
- [8] 大石陽介, 山内潤治, 中野久松, “高利得チルトビームの形成,” 2012 信学ソ大, B-1-176, Sept. 2012.

第 8 章 結論

メタ・サーフェスを用いたアンテナの特性改善が盛んに研究されている。本論文では、AMC 反射板付アンテナの最適設計を行った。また、地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)および誘電体基板を用いて構成する AMC の誘電体基板の比誘電率が特性に及ぼす影響について検討した。さらに反射板付アンテナの応用としてビーム方向制御を可能とするメタ・サーフェス反射板の最適設計を行った。

第 2 章では、メタ・サーフェスの構成法として地板と周波数選択板(FSS; Frequency Selective Surface)および誘電体基板を用いて構成する方法について述べた。さらに、メタ・サーフェスの概要とアンテナへの適用について述べた。本論文では、低姿勢設計が可能な AMC 反射板付アンテナに注目し高性能のアンテナを実現と AMC 自体の低姿勢設計について明らかにしていく。

次に第 3 章と第 4 章では、反射板として利用される人工磁気導体反射板自体の設計法および低姿勢化について明らかにし、アンテナ全体の厚さを低姿勢に設計するためには、AMC 反射板自体を $1/4$ 波長より低姿勢に設計する必要がある。

まず第 3 章では誘電体を用いた場合の AMC の設計方法と誘電体の比誘電率が FSS のフィルタ特性へ及ぼす影響を示した。設計した AMC は誘電体の比誘電率が高いほど AMC の低姿勢化効果が大きいことを示した。比誘電率による波長短縮分 $\sqrt{\epsilon_r}$ より AMC の低姿勢の効果が大きいことを示した。また、誘電体の低姿勢効果はループ型より、ループスロット型 AMC の方が大きいことを示し、その原因についても考察をした。次に、誘電体の比誘電率が AMC の PMC 比帯域幅へ及ぼす影響を解析し、各比誘電率に対する最大の PMC 比帯域幅をもつ厚さを近似式で表し、その比帯域幅を示した。さらに、比誘電率と最大の PMC 比帯域幅をもつ AMC の厚さおよび、最大 PMC 比帯域幅の関係を明らかにした。

第 4 章では、誘電体基板の損失が AMC の PMC 特性に及ぼす影響を明らかにした。AMC を FSS と誘電体基板、地板を用いて構成し、誘電体の比誘電率および損失の影響を明らかにした。

解析の結果、誘電体の損失が AMC の PMC 比帯域幅を狭くし、特定の誘電正接値 $\tan\delta_{\text{im}}$ で AMC は PMC 特性を持たなくなることを示した。その誘電正接値 $\tan\delta_{\text{im}}$ は、ユニットセルの形状と設計周波数により異なり、それは無損失時における PMC 比帯域幅に依存することを示した。

第5章から第7章までは、メタ・サーフェス反射板を用いたアンテナの高利得化と帯域特性の改善およびビーム方向制御について述べた。基本アンテナであるダイポールアンテナを用いた場合とより広帯域な特性をもつ板状ダイポールアンテナについて検討した。

第5章ではダイポールアンテナの高利得化に適した AMC 反射板の構成を明らかにした。AMC のユニットセルの配置範囲、AMC の厚さおよびユニット形状が反射板付ダイポールアンテナの指向性利得に及ぼす影響について検討した。

検討の結果、最も指向性利得が高くなる AMC 反射板のユニットの最適な配置範囲が存在することがわかった。また、正方形配置と長方形配置においてそれぞれ最適配置範囲が存在することを示し、長方形配置が高利得化のために有効な配置であることを示した。次に、AMC の厚さと最適配置範囲の関係を明らかにした。AMC が薄い場合は最適配置範囲が広くなることがわかった。本論文での構成で最も指向性利得が高い構成は、 $L=1.6\lambda_0$ 、 $h=0.088\lambda_0$ 、配置範囲 $1.6\lambda_0 \times 1.0\lambda_0$ の場合で、11.8dBi であり、PEC 反射板を用いた場合に比べて約 3dB 向上する。また地板上の電流分布から最適配置範囲で指向性が最も良くなる要因を示した。

さらに、ユニットの形状、地板の辺長に依らずユニットの最適配置範囲は同じであることを示し、ユニットの配置範囲が AMC 反射板の構成パラメータの中で最も指向性利得に影響があることを示した。

第6章では、天頂方向の指向性利得は AMC のユニットセルの配置範囲に依存しており、各周波数で最も指向性利得が高いユニットセルの配置範囲が異なることがわかった。指向性利得が高いユニットセルの配置範囲は、AMC の反射位相が 0° を示す周波数による影響が少ないことがわかった。また低い周波数ほど広い配置範囲が必要である。さらに、高い周波数の最適配置範囲を用いることにより、全帯域にわたりビーム割れを生ず高い利得を実現できた。その場合の配置範囲をユニットセルの最適配置範囲とした。一方で、AMC が 0° を示す周波数を変化させることで、VSWR 特性を調節することができることを示した。特に、反射位相 0° を示す周波数が $1.0f_0$ より低い AMC 反射板を用いた場合、比帯域幅が広くアンテナ単体の場合より帯域が広いことを示した。また本報告における AMC 反射板の最適な構成は、ユニットの配置範囲 $L_u \times L_u = 0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ かつ AMC の反射位相は周波数 $0.85 f_0$ で 0° を示す構成である。最適な構成において指向性利得は全帯域で約 9dBi 得られ、比帯域幅は約 50% 得られた。

第7章では、ビーム方向制御用メタ・サーフェス反射板を用いて配置範囲とビーム方向の関係性を明らかにした。またメタ・サーフェス反射板の設計法は平面波に対する設計法である。解析の結果、配置範囲が広い場合ではビーム走査が可能であることがわかつ

た。しかし、サイドローブが強く、利得は低く、さらに全面配置した場合はサイドローブ側にピークが向くことがわかった。そのため、平面波に対する設計の場合は指向性利得とビーム方向はトレードオフの関係であることを示した。

次にサイドローブ低減のため、メタ・サーフェスの再設計を行った。設計法はダイポール波源を考慮し、かつ各ユニットの合成波が乱れないよう位相シフトさせる設計法を用いて設計した。設計したモデルの解析結果より、サイドローブを抑えることができ、ビーム幅も鋭いことを示し設計法の有効性を示した。

以上のことにより、メタ・サーフェスをアンテナの反射板として用いた場合の設計法および最適設計について明らかにすることができた。

謝辞

本研究，及び本論文を進めるにあたって全課程を通じ有益な御助言を頂き，アンテナ・伝搬の知識や研究の仕方・課題への取り組み方から文章の書き方まで丁寧に御指導下さいました福井大学大学院工学研究科情報・メディア工学専攻堀俊和教授に心より感謝するとともに，厚くお礼申しあげます．また，本論文を御審査と電波伝搬および信号処理に関する理論や実験手法をご教授いただくとともに，全課程を通じ有益な助言・御指導を頂きました藤元美俊教授に深く感謝いたします．さらに，学位論文審査において，本論文を御審査頂きました，本学電気・電子工学専攻福井一俊教授，遠赤外領域開発研究センター山本晃司准教授に深く感謝いたします．助言・御指導を頂きました福井工業高等専門学校 電子情報工学科 川上由紀助教に感謝いたします．

電気興業株式会社の大島一郎博士，佐藤啓介氏，関卓也氏には共同研究を通じて有益な議論・情報交換をして頂きました．ここに深く感謝いたします．

函館工業高等専門学校生産システム工学科 丸山珠美准教授には共同研究を通じて有益な議論・ご指導をして頂きました．ここに深く感謝いたします．

また，千葉工業大学工学部電気電子情報工学科 長敬三教授，ソフトバンク株式会社の山口良博士には共同研究を通じて有益な議論・情報交換をして頂きました．ここに深く感謝いたします．

本研究を進めるにあたり，横浜国立大学大学院工学研究院 知的構造の創生部門 新井宏之教授，金沢工業大学 工学部 情報通信工学科 牧野滋教授，名古屋工業大学大学院工学研究科 情報工学専攻 菊間信良教授および榊原久二男教授，防衛大学校電気電子工学科 電気基礎学講座 道下尚文准教授には，学会を通じて貴重な助言を頂きました．謹んで感謝の意を表します．

福井大学の研究室の同期である古賀孔明氏，松田卓也氏，前田琢磨氏，安榮徹氏には在学中だけでなく卒業後も様々な面でご協力頂き，精神的にも大変支えられました．ここにお礼申し上げます．また，本研究に対して様々な助言および協力して頂いた同研究室の後輩である久世竜司氏，天野滉士氏，伊藤真也氏，内田一寛氏，杉本義喜氏，渡邊敏弘氏，神谷美咲女史，間宮拓朗氏，森山晋良氏，森田誉氏，渡辺裕介氏にも心から感謝申し上げます．

最後に，心の支えとなってくれた家族に深く感謝します．

研究業績

1. 学術論文

- [1] 村上靖宜, 堀 俊和, 藤元美俊, “誘電体基板を用いた人工磁気導体の低姿勢設計と帯域特性,” 信学会論文, vol.J98-B, No.2, pp.172-179, Feb. 2015
- [2] 村上靖宜, 堀 俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナのための反射板の最適構成,” 信学会論文, vol.J98-B, No.11, Nov. 2015 (掲載決定済)

2. 国際会議

- [1] Y. Murakami, T. Hori, Y. Kawakami, M. Fujimoto, R. Yamaguchi and K. Cho, “Low-Profile Design and Bandwidth Characteristics of AMC with Dielectric Substrate,” Proc. ISAP 2011, Jeju, Korea, ThG1-2, Oct. 2011.
- [2] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Reflection Characteristics of AMC with Lossy Dielectric Substrate,” Proc. ISAP2012, Nagoya, Japan, FB3-2, Oct. 2012.
- [3] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Optimum Reflector Configuration for Dipole Antenna by using Artificial Magnetic Conductor,” Proc. iWAT2013, Karlsruhe, Germany, pp. 279-282, Mar. 2013.
- [4] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Optimum Area of Arranged Unit Cell of Artificial Magnetic Conductor Reflector for Dipole Antenna,” Proc. APMC2013, Seoul, Korea, F2F-5, Nov. 2013.
- [5] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Configuration of Meta-surface Reflector for Antenna Beam Steering,” 2014AWAP, Kanazawa, Japan, May 2014.
- [6] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Optimum Design of Dipole Antenna with AMC Reflector,” Proc. IEEE AP-S2014, Memphis, USA, 2669, Jul. 2014.
- [7] Y. Murakami, T. Hori and M. Fujimoto, “Bandwidth Characteristics of Printed Dipole Antenna with Artificial Magnetic Conductor Reflector,” Proc. ISAP2014, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 2014.

3. 研究会

- [1] 村上靖宜, 堀俊和, 川上由紀, 藤元美俊, 山口良, 長敬三, “誘電体層を用いたループ型 AMC の低姿勢設計,” 信学技報, A・P2010-91, Nov. 2010.
- [2] 村上靖宜, 堀俊和, 川上由紀, 藤元美俊, 山口良, 長敬三, “誘電体層を用いた人工磁気導体の帯域特性,” 信学技報, A・P2011-19, May 2011.
- [3] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “損失を考慮したループスロット型人工磁気導体の設計法,” 信学技報, A・P2011-166, Jun. 2012.
- [4] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナのための AMC 反射板の最適構成,” 信学技報, A・P2012-107, Nov. 2012.
- [5] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナの反射板の最適ユニットセル配置範囲,” 信学技報, A・P2013-69, Aug. 2013.
- [6] 久世竜司, 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, 関卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “完全磁気導体反射板付きダイポールアンテナの構成,” 信学技報, A・P2014-36, May 2014.

4. 大会

- [1] 村上靖宜, 堀俊和, 川上由紀, 藤元美俊, 山口良, 長敬三, “誘電体層を用いたAMCの薄型設計,” 2011信学総大, B-1-150, Mar. 2011.
- [2] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “損失性媒質を用いた人工磁気導体の設計法,” 2011信学ソ大, B-1-135, Sept. 2011.
- [3] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “損失性誘電体層を用いた人工磁気導体の設計法,” 2011北陸支部, C-15, Sept. 2011.
- [4] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “損失を考慮したループ型人工磁気導体の設計法,” 2012 信学総大, B-1-159, Mar. 2012.
- [5] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナの最適配置法,” 2012 電気関係北陸支部連大, C-27, Sept. 2012.
- [6] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射付ダイポールアンテナの最適設計,” 2012 信学ソ大, B-1-81, Sept. 2012.
- [7] 久世竜司, 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, 関卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “二層パッチ型 FSS を用いた人工磁気導体の等価回路解析,” 2013 信学総大, B-1-135, Mar. 2013.
- [8] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナの最適配置範囲,” 2013 信学総大, B-1-135, Mar. 2013.
- [9] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “アンテナ位置における位相差を考慮した AMC 反射板の設計,” 2013 電気関係北陸支部連大, C-25, Sept. 2013.
- [10] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板を用いた高利得ダイポールアンテナの最適構成,” 2013 信学ソ大, B-1-124, Sept. 2013.
- [11] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, 丸山珠美, “アンテナのビーム走査に適したメタサーフェス反射板の構成,” 2014 信学総大, B-1-143, Mar. 2014.
- [12] 渡辺裕介, 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, 丸山珠美, “部分円筒反射付ダイポールアンテナの利得,” 2014 信学総大, B-1-54, Mar. 2014.
- [13] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “反射位相制御を用いた AMC 反射板付アンテナの帯域特性,” 2014 信学ソ大, BCS-1-10, Sept. 2014.

5. 表彰

- [1] 2011 年度 電子関係学会 北陸支部連合大会 優秀発表賞
- [2] 2012 年度 電子関係学会 北陸支部連合大会 優秀学生賞
- [3] 2012 年度下半期 電子情報通信学会 アンテナ・伝搬研究専門委員会 若手奨励賞
- [4] 2013 年度 電子情報通信学会 学術奨励賞
- [5] 2015 年度 IEEE 名古屋支部 国際会議研究発表賞